الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR.YAHIA FARES DE MEDEA FACULTE

DES CIENSCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Département Du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme de
Master En Génie Électrique

Option: *commande et électronique industrielle*

THEME

Modélisation et commande d'un convertisseur DC/DC multi-entrée multi-sortie

Proposé et dirigé par

Dr .HANINI.NOURRDINE

Préparé et présenté
Par
M.Belhaiani smail
Mm.Kouadria leila

2016-2017

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous tenons à remercier notre DIEU, miséricordieux qui nous a donné la volonté, la force et la patience à achever ce travail.

Nos remerciements à nos parents, pour leurs soutiens et leurs encouragements pendant toute la vie et qui continueront à nous aider dans tous les projets de l'avenir. Ainsi que mes frères, sœurs et tous les membres de nos familles qui ont participé de prés ou de loin à nous encourager et nous aider dans notre projet.

Nous tenons d'abord à remercier Mr. ***Henini Nourredine*** *qui nous a suivi en démarrent ce projet et qui n'a pas ménagée son effort pour tenir le bon chemin dans le domaine de recherche, sans lui, ce travail n'aurait pas été ce qu'il est aujourd'hui.*

Nous remercions sincèrement tous les enseignants de l'université de MEDEA en particulier de Génie Electrique qui ont participés à notre formation.

Nous remercions partiellement tous les membres de jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre travail, et d'avoir accepté de critiquer ce mémoire.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédier cet humble travail a :

Ma soleil dans cette vie « ma mère », qu'elle ma donne le courage et l'espoir pour finie ce travail,

Mon père, qu'il est toujours accoté de moi,

Mes frères Mohamed et nasro,

Ma sœur Naima, et mon grand père

Mon binôme et sa famille

Une spéciale dédie a mes amis« Nora, zakia, Keira, nessrine et sa marie adel »

A tout les membres de ma famille qui m'ont aidé et m'en courage afin que je réalise ce projet a tout ma promotion de commande et électronique industriel, et tout que je connu.

Leila

Dédicace

- ✓ *Je remercie* ***Dieu*** *tout puissant qui m'a donné toute la volonté et la patience pour aboutir à la réalisation de ce travail.*

Je dédiée ce modeste travail:

- ✓ *A mon source de douceur, de tendresse, d'amour et affection et grâce au encouragement et aux sacrifices qu'elle a consentis j'ai pu arriver à réaliser ce travail, ma très* ***chère mèreAicha.***

✓*Amon très* ***cher pèreMohamed****, pour les sacrifices qu'il a consentis pour mon éducation et pour l'avenir qu'il m'a cessé d'offrir.*

✓*Ames chèressœurs* ***fatiha, kheira*** *et mes chers frères* ***hamza, bilel, Abdelkarim, mestafa.***

✓*A me chère* ***grande mère****et* ***ma grande famille.***

✓ *A ces qui m'ont soutenu, encouragée, apprécie mon efforts et crées le mil favorable, l'ambiance joyeuse et l'atmosphère joviale pour monprocurer ce travail, mes chersfrère a dieu:DAHLOUK Zakaria, DJOUABRI GHANO, MAZARI Fatah.* ***Redouane*** *et tous mes amis sans exception qui j'ai passée Des bonnes moments avec-ils.*

✓*A mon binôme*

✓*A Toute ma promotion.*

✓*A tout ce qui j'aime et tout ce qu'ils m'aiment.*

Toutes ces personnes que j'ai senties redoutable de leur dédier ce modeste travail en termes d'amour et de profonde gratitude.



chichi.l

ملخص

على الصعيد العالمي وسوق الانضمة الكهربائية الضوئية تم ملاحظة معدل نمو عال جدا من 30الى40 بالمائة في 10اعوام سوف نظهر ونوضح مدى استخدام المحول المستمر-المستمرفي هذا العمل الذي نقوم به وبالمقابل قد درسنا أنواع مختلفة منه

الهدف من هذا العمل هو دراسة تركيب المحولات المستمرة-المستمر ة متعددة المداخل ومتعددة المخارج وهنا يكمن القلب النابض لهذه المذكرة .

Résumé

Au niveau mondial, le marché des systèmes photovoltaïques connaît, depuis maintenant plus de 10 ans, un taux de croissance très élevé, de l'ordre de 30 à 40% par an, dans ce travail nous avons étudié les déférents types du convertisseur DC/DC et on va montrer l'utilisation de ce convertisseur qui est illustré par un hacheur boost.

L'objectif de ce travail est l'étude de la synthèse des différentes topologies des convertisseurs DC/DC et nous avons présenté les convertisseurs DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output, son si le cœur du cette thèse.

Mot clé : convertisseur DC/DC, photovoltaïques, topologies isolée, topologies non isolée, convertisseur DC/DC multi-entrée multi-sortie

Summary

Globally, the market for photovoltaic systems has been experiencing a very high growth rate of 30 to 40% per year for more than 10 years. In this work we have studied the deferent types of the DC / DC and we will show the use of this converter which is illustrated by a boost chopper.

The objective of this work is the study of the synthesis of the different topologies of DC / DC converters and we have presented the DC / DC converters Single Inductor Multi-Input Multi-Output, sound if the heart of this thesis

Key word: DC / DC converter, photovoltaic, isolated topologies, non-isolated topologies, multi-input DC / DC converter multi-output

Key word: DC / DC converter, photovoltaic, isolated topologies, non-isolated topologies, multi-input DC / DC converter multi-output

Table des matières

Table des matières

Remerciements.....i

Dédicace.....ii

Résumé.....iii

Table des matières..... iv

Liste des figures.....v

Liste des tableaux…….vi

Nomenclatures vii

Abréviation…….. viii

Introduction générale……..1

Chapitre I : synthèse sur les déférents types des hacheurs

I.1. Introduction……...3

I.2. Les déférents types des hacheurs……..3

I.2.1.Hacheur série (Buck)……..3

I.2.1.1. Fonctionnement…….4

I.2.1.2. Modélisation….....4

I.2.2. Hacheur parallèle (Boost)……..…….5

I.2.2.1. Fonctionnement…….5

I.2.2.2. Modélisation…….6

I.2.3. Hacheur série-parallèle……..6

I.2.3.1. Fonctionnement…….....7

I.2.3.2. Modélisation…….……8

I.2.3.2.1.Fonctions de transfert du hacheur BUCK-BOOST en conduction continue……9

I.2.3.2.2.Fonctions de transfert du hacheur BUCK-BOOST en conduction discontinue……9

I.2.4.Hacheur cuk……...10

I.2.4.1. Modélisation…….10

I.2.5.Hacheur push-pull……..11

I.2.5.1. Modélisation…….12

I.2.6. Hacheur FLYBACK……12

I.2.6.1.Modélisation…….13

I.2.6.1.1.Fonctions de transfert de l'alimentation FLYBACK en conduction Continue……14

I.2.6.1.2.Fonctions de transfert de l'alimentation FLYBACK en conduction Discontinue……14

I.3.Conclusion…….15

Chapitre II : les déférentes topologies du convertisseur boost

II.1.Introduction……15

II.2. les différentes topologies des boost…….15

II.2.1. Topologies non isolées……..15

II.2.1.1Convertisseur Boost……15

A. Applications…….15

B. Principe de fonctionnement…….16

B.1.Conduction continue.....17

B.2.Conduction discontinue…….19

C. Modélisation linéaire…….....20

C.1.Fonctions de transfert du hacheur BOOST en conduction Continue……..20

C.2.Fonctions de transfert du hacheur BOOST en conduction Discontinue……..…21

D. Limite entre la conduction continue et discontinue……..21

II.2.1.2. Convertisseur Boost en cascade……24

II.2.1.3. Convertisseur Boost a trois niveaux (Three-level boost converter)……25

II.2.1.4.Mise en parallèle de convertisseurs boost élémentaires……..27

II.2.1.5.Circuit de boost á deux étages (Two-Stage Boost Circuit)…….29

II.2.1.6.Circuit de boost a trois étages (Three-Stage Boost Circuit)……31

II.2.1.7. Circuit Additionnel de boost Élémentaire (Double)……33

II.2.2. Topologies isolées……..35

II.2.2.1.Convertisseur boost conventionnel de deux inducteurs……..35

II.2.2.2. Convertisseur boost isolée de plein-pont (Isolated full-bridge boost converter)…….36

II.2.2.3. Convertisseur boost actif bride de plein-pont (Active clamp full-bridge boost converter)……38

II.2.2.4. Convertisseur boost du ZCS Plein pont (Full-bridge ZCS boost Converter)……40

II.3.Dimensionnement du convertisseur boost……41

II.3.1.Paramètre d'un régulateur PI……..42

II.4.commande et simulation du hacheur Boost……..……44

II.4.1.Le résultat de la tension de la simulation……44

II.5.Conclusion…….45

Chapitre III : synthèse sur les convertisseurs DC/DC multi-entrée multi-sortie

III.1.Introduction……...46

III.2. Convertisseurs multi-entrées mono sortie……46

III .2.1. Convertisseur multi-entré (Buck-Boost)……..46

III.2.2.Convertisseur multi- entré (flayback)…….47

III.2.3. Convertisseur de retour à entrées multiples avec transformateur à enroulements multiples……..…….48

III.2.4.Convertisseur DC / DC à courant continu alimenté en courant à deux entrées...49

III.2.5.Commande d'un convertisseur DC/DC à trois entrées mono sorties……50

III.2.6.Résultat de la simulation à quatre étages……51

III.3.Convertisseur multi-sortie mono entrée……..51

III.3.1.Convertisseur DC-DC à trois sorties……51

III.3.2. Convertisseur DC / DC à demi-pont à trois ports…….53

III.3.3. Convertisseur bidirectionnel triphasé DC / DC à demi-pon……..54

III.3.4. Convertisseur DC / DC biprocesseur à demi-pont, demi-pont réduit…….54

III.3.5.Commande d'un convertisseur DC/DC mono entrée deux sorties……..56

III.3.6.Résultat de la simulation à deux étages……..57

III.3.7.Convertisseur DC/DC à trois entrées deux sorties……..57

III.3.8.Résultat de la simulation…….58

III.4.Conclusion……59

Conclusion générale……60

Annexe

Bibliographie

Liste des figures

Liste des figures

Fig. I.1 : Schéma de principe du hacheur……...3

Fig. I.2 : Schéma de principe d'un hacheur série…….……4

Fig. I.3: Schéma de principe d'un hacheur parallèle……..5

Fig. I.4 : Schéma de principe d'un hacheur série- parallèle….....6

Fig. I.5 : Schéma de principe présente la modélisation d'un hacheur série- parallèle……..7

Fig. I.6 : Schéma de principe d'un hacheur cuk……9

Fig. I.7 : Schéma de principe d'un hacheur push-pull…….……11

Fig. I.8 : Schéma de principe d'un hacheur flyback.....12

Fig. II.1 : Schéma de base d'un convertisseur Boost……..……16

Fig. II.2 : Etat de l'interrupteur S……..….16

Fig. II.3 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost……..…17

Fig. II.4 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue……19

Fig. II.5 : Convertisseur boost en cascade……....24

Fig. II.6 : Le convertisseur boost à trois nivaux…….25

Fig. II.7 : Mise en parallèle de deux Boost……..27

Fig.II.8 : Le circuit du convertisseur boost à deux étagés (Two-stage boost)…….29

Fig. II.9 : Le convertisseur boost a trois étages……31

Fig. II.10 : Schéma du circuit élémentaire de boost……33

Fig. II.11 : Le gain de la tension en fonction du rapport cyclique……..34

Fig. II.12 : Convertisseur boost conventionnel de deux inducteurs……35

Fig. II.13 : Modes d'opération de boost a Deux inductance……36

Fig. II.14 : Convertisseur boost isolée en plein pont……..…….37

Fig. II.15 : Convertisseur boost actif bride de plein pont…….38

Fig. II.16 : Convertisseur boost du ZCS Plein-pont…….……40

Fig. II.17 : Schéma principe d'un convertisseur boost…….41

Fig. II.18 : Schéma du hacheur boost sou matlab simulink…….44

Fig. II.19. Tension de sortie d'un hacheur boost avec résistance R=15Ω ……44

Fig. II.20. Tension de sortie d'un hacheur boost à vide…….44

Fig. III.1 : Convertisseur multi-entré (Buck-Boost)……..……..47

Fig. III.2 : Convertisseur multi-entré (flayback)……47

Fig. III.3 : Convertisseur de retour à entrées multiples avec transformateur à enroulement Multiple…….48

Fig. III.4 : Convertisseur DC / DC à courant continu alimenté en courant à deux entrées...49

Fig. III.5 : Convertisseur DC/DC à trois entrées mono sorties sous matlab Simulink……50

Fig. III.6.tension de sortie de l'étage 1…….51

Fig. III.7.tension de sortie de l'étage 2…….51

Fig. III.8.tension de sortie de l'étage 3…….51

Fig. III.9.tension du sortie de l'étage globale……..…51

Fig. III.10: convertisseur DC / DC à pont complet à trois ports……52

Fig. III.11: convertisseur DC / DC à demi-pont à trois ports……..53

Fig. III.12: convertisseur bidirectionnel triphasé DC / DC à demi-pon……..54

Fig. III.13: Convertisseur DC / DC biprocesseur à demi-pont, demi-pont réduit……..55

Fig. III.14. Convertisseur DC/DC mono entrée deux sortie sous matlab Simulink…….56

Fig. III.15.tension de sortie étage 1……..57

Fig.III.16.tension de sortie étage 2…….57

Fig. III.17.convertisseur DC/DC trois entrée deux sorties sous matlab Simulink…….....57

Fig. III.18.tension de sortie 1……...58

Fig. III.19.tension de sortie2……58

Fig. III.20.tensions d'entrée…….58

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau. I.1 : Rapports de transformation des principaux convertisseurs DC-DC……..7

Nomenclature

Nomenclature

$\propto$	Rapport de conversion
ε	Le rapport de variation
v_{ch}	Tension aux bornes du condensateur
v_e, v_0	Tension d'entrée
v_s, v_i	Tension de sortie
V_{PN}	Tension travers le pont
$\|V_0\|$	Tension normalisé
$\|I_0\|$	Courant normalisé
i_i	Courant d'entrée
i_0	Courant dans la charge
i_L	Courant dans l'inductance
I_D	Courant traversant dans la diode
$i_c(t)$	Courant aux bornes du condensateur
c	Condensateur
L	L'inductance
v_L	Tension aux bornes du l'inductance
R	Résistance
$D1\ et\ D2$	Les diodes
$T1\ et\ T2$	Les transistors
S, K	L'interrupteur
$\propto$	Rapport cyclique
F	La fréquence de découpage
F_s	La fréquence de commutation
I_s	Courant dans l'interrupteur

i_d	Courant dans la diode
T	Période (temps)
E	L'énergie stockée dans l'inductance
G	Gain de transfert de tension
N	Nombre de batteries
L_r	L'inductance résonnant
C_r	Condensateur résonnant

ABRIVIATION

Liste des abréviations

DC/DC	Continue/Continue
CCM	Continuos Current Mode (Mode à courant continue)
DCM	Discontinuons Current Mode (Mode à courant discontinue)
PWM	Pulse Wilde Modulation (Modulation à Largeur d'impulsion)
MOSFET	Metal ouide silicon field effect transsition
ZVS	Commutation zéro tension
ZCS	Commutation zéro courant
HEV	véhicules électriques hybride
PFC	circuit compensation de phase
DEC	dérivé élémentaire du convertisseur

Introduction générale

Introduction générale

Au niveau mondial, le marché des systèmes photovoltaïques connaît, depuis maintenant plus de 10 ans, un taux de croissance très élevé, de l'ordre de 30 à 40% par an. Cette croissance exceptionnelle, due principalement aux systèmes photovoltaïques raccordés au réseau de distribution d'électricité, ou à une production d'électricité pour site isolé. Ceci se traduit bien évidemment par des innovations technologiques et une baisse de coûts des modules photovoltaïques mais aussi à des efforts importants de recherche et développement dans le domaine de l'électronique de puissance.

L'utilisation de sources d'énergie renouvelables induit le concept de stockage d'électricité en raison de la disponibilité intermittente de telles ressources. L'utilisation du stockage d'électricité est très diversifiée : les applications portables, celles liées au transport dans le sens le plus large du terme et les applications stationnaires connectées ou non au réseau. En particulier, les sites géographiquement isolés et non raccordés au réseau intégrant une source renouvelable telle que l'énergie solaire sont généralement alimentés par un système comprenant un champ photovoltaïque et un stockage batteries pour assurer la continuité de la production lorsque l'énergie solaire ne suffit pas.

Le type de stockage généralement utilisé dans ces systèmes est la batterie au plomb. La maturité dont cette technologie fait preuve et son faible coût en sont les raisons principales.

L'utilisation de ces batteries à l'échelle saisonnière est inenvisageable. Elles ne peuvent rester longtemps inutilisées sans conséquences néfastes sur leur durée de vie. Leur fonctionnement journalier (décharge et recharge complètes sur quelques jours) permet d'installer une faible capacité de stockage. Mais l'état de charge maximal des batteries est atteint d'autant plus rapidement que cette capacité installée est faible. Afin de protéger les batteries contre une recharge excessive, on doit les déconnecter de l'installation. Il est alors impossible d'utiliser la totalité de la ressource renouvelable. Finalement, le dimensionnement du champ photovoltaïque est surestimé par rapport aux besoins réels de l'utilisateur final.

Fabriquer une tension alternative à partir d'une source d'alimentation continue telle que batterie ou dynamo a toujours été un problème d'actualité pour les électroniciens amateurs.

Les occasions ne manquent pas pour utiliser une « centrale électrique» personnelle. Il existe de nombreux schémas plus ou moins complexes et plus ou moins performants, entre lesquels il faut choisir en fonction de la puissance nécessaire, et de la nature des équipements alimentés.

Dans ce travail on va montrer l'utilisation d'un convertisseur DC/DC qui est illustré par un hacheur boost pour une application à une alimentation autonome, il s'agit d'alimenté une charge (R ou RL) à partir d'une batterie d'accumulation de 12V on utilisant se hacheur.

A cet effet, notre mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du principe des six types des convertisseurs à découpage (série, parallèle et mixte, flayback-push-pull, cuk), utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités ainsi que pour l'adaptation des panneaux solaires avec les déférentes charges.

Le deuxième chapitre présente plusieurs topologies non isolées et isolées. Afin de choisir la meilleure topologie, les avantages et les limitations de chaque convertisseur sont soigneusement pris en considération.

Le troisième chapitre présentera le travail de conception du système de gestion de puissance multi sources. Nous détaillerons, tour à tour, les fonctions de chaque bloc du circuit, en mettant l'accent sur le convertisseur DC/DC Single Inductor Multi-Input Multi-Output, cœurs du système de gestion présenté dans cette thèse, et son électronique de commande. Les choix et le dimensionnement avec les paramètres d'un régulateur PI des composants, en nous appuyant chaque fois sur les résultats de simulation électriques.

Enfin notre mémoire est clôturé par une conclusion générale et des perspectives pour une éventuelle continuité du présent travail.

Chapitre I

Synthèse sur les déférents type des hacheurs

I.1. Introduction

Les hacheurs présentent la partie essentielle dans le dispositif de commande d'un générateur photovoltaïque, ils sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle (Fig. I.1), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau.

On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues. La (Fig. I.1) rappelle le schéma de principe d'un convertisseur DC-DC.

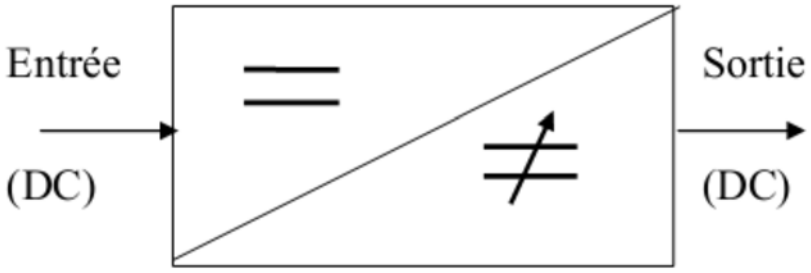


Fig. I.1 : Schéma de principe du hacheur

Il existe plusieurs types des hacheurs DC-DC. Parmi les quels, on présente le principe des six types des convertisseurs à découpage (série, parallèle et mixte, flayback-push-pull, cuk), Utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les Courants souhaités ainsi que pour l'adaptation des panneaux solaires avec les déférentes charges **[1].**

I.2. Les déférents types des hacheurs :

I.2.1.Hacheur série (Buck)

L'hacheur série peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Buck ou hacheur dévolteur, ou hacheur abaisseur.

Le schéma de base de ce type (Fig. I.2) ici le Switch est en série, la diode est en Parallèle et la self est toujours en série. La capacité de sortie C sert à stabiliser la tension de sortie.

Son application est un convertisseur statique qui convertie sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure, où le rapport de conversion $\propto = \frac{v_{ch}}{E}$ avec le rapport cyclique du commutateur **[2].**

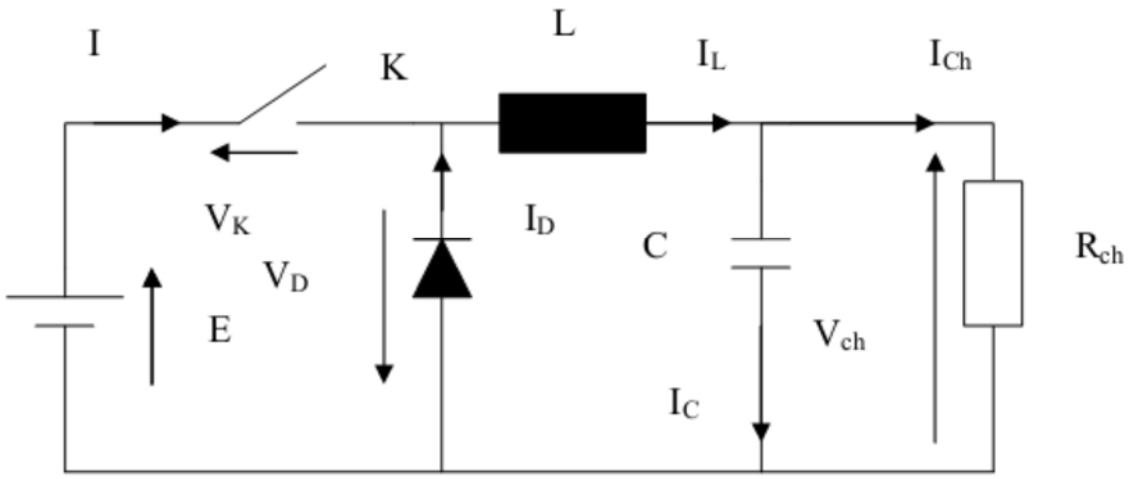


Fig. I.2: Schéma de principe d'un hacheur série

I.2.1.1. Fonctionnement :

Il existe deux modes de fonctionnement de ce hacheur:

a) le mode dit à courant continu (Buck CCM « Continuos Current Mode »). Dans ce mode le courant dans l'inductance ne s'annule pas. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$v_0 = \propto v_i \quad \textbf{(I.1)}$$

$$< i_i > = \propto < i_L > \quad \textbf{(I.2)}$$

b) Le mode dit à courant discontinu (Buck DCM « Discontinuons Current Mode »). Dans ce mode le courant dans l'inductance s'annule pendant l'ouverture de l'interrupteur. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$v_0 = \frac{\propto^2 v_i^2}{\propto^2 v_i + 2Lf_i I_L} \quad \textbf{(I.3)}$$

Où I_L est la valeur moyenne du courant de l'inductance.

Par définition, $0 < \propto < 1$ ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur). **[3]**

I.2.1.2. Modélisation :

Pour $t\epsilon[0, \alpha t]$, K est fermé D ouvert :

$$i_{c1}(t) = c_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \quad \textbf{(I.4)}$$

$$ic_2(t) = c_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_L(t) - i_0(t) \quad \textbf{(1.5)}$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \quad \textbf{(I.6)}$$

Pour $t\epsilon[\alpha t, t]$, K et ouvert, D fermé :

$$ic_1(t)=c_1\frac{dv_i(t)}{dt}=i(t) \quad \textbf{(I.7)}$$

$$ic_2(t)=c_2\frac{dv_{0(t)}}{dt}=i_L(t)-i_0(t) \quad \textbf{(I.8)}$$

$$v_L(t)=L\frac{di_L(t)}{dt}=-v_0(t) \quad \textbf{(I.9)}$$

I.2.2. Hacheur parallèle (Boost)

Ce dernier est un convertisseur parallèle, connu aussi sous le nom de « boost » ou Hacheur survolteur; son schéma de principe de base est celui de la (Fig. I.3).

Son application est un convertisseur statique qui convertie une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur où le rapport de conversion $\frac{1}{1-\propto}=\frac{v_{ch}}{E}$ change avec le rapport cyclique du commutateur **[4].**

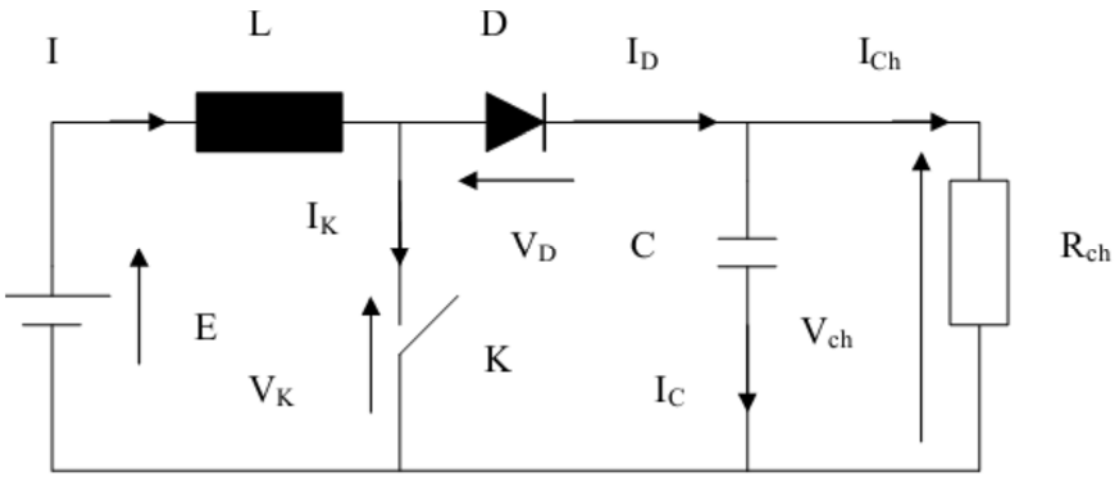


Fig. I.3: Schéma de principe d'un hacheur parallèle

I.2.2.1. Fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur K (voir Fig. I.3) :

Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur K est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant

l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R_{ch}. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité. **[5]**

I.2.2.2 Modélisation :

Lorsque le commutateur est fermé (c.-à-d $t\epsilon[0, \alpha t]$), le system et régi par les équations suivant :

$$ic_1(t) = c_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_t - i_L(t) \quad \textbf{(I.10)}$$

$$ic_2(t) = c_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = -i_0(t) \quad \textbf{(I.11)}$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) \quad \textbf{(I.12)}$$

Lorsqu'il ouvert ($t\epsilon[\alpha t, t]$), il devient régi par les équations ci-après

$$ic_1(t) = c_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_t - i_L(t) \quad \textbf{(I.13)}$$

$$ic_2(t) = c_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_L(t) - i_0(t) \quad \textbf{(I.14)}$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \quad \textbf{(I.15)}$$

I.2.3. Hacheur série-parallèle

La configuration en Buck-Boost se rapproche du Buck mais ici, la diode et la self sont inversées et la diode est mise dans l'autre sens.

Quand k est fermé on charge toujours la self et lorsque ce switch s'ouvre, la self tire Le courant à travers la diode D **[6].**

Où le rapport de conversion $\frac{-\propto}{1-\propto} = \frac{v_{ch}}{E}$ change avec le rapport cyclique du commutateur

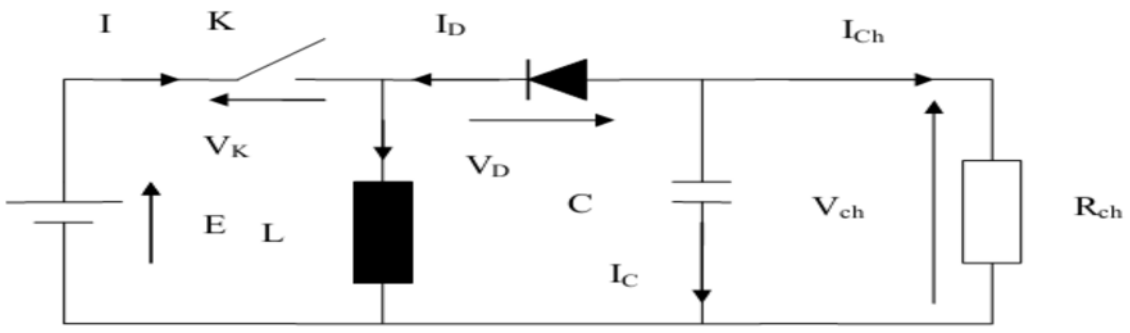


Fig. I.4 : Schéma de principe d'un hacheur série- parallèle

Comparé aux convertisseurs Buck et Boost, les principales différences sont:

- La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée.
- La tension de sortie peut varier de 0 à ∞ (pour un convertisseur idéal).

Le tableau 1 résume les principaux rapports de transformation en fonction du rapport cyclique pour les différentes structures de convertisseurs statiques **[6].**

Tableau. I.1 : Rapports de transformation des principaux convertisseurs DC-DC

Convertisseur	Rapport de transformation en fonction de (α)
Buck	α
Boost	$\frac{1}{1-\alpha}$
Buck-Boost	$\frac{-\alpha}{1-\alpha}$

I.2.3.1. Fonctionnement :

Les fonctionnements en modes de conduction continue ou discontinue sont possibles. Dans ce dernier cas, la fermeture de l'interrupteur se produit à zéro de courant, ce qui permet de réduire les pertes par commutation.

De plus, l'absorption sinusoïdale est obtenue naturellement en conduction discontinue en commandant l'interrupteur à fréquence et rapport cyclique constants.

En conduction continue, l'absorption sinusoïdale peut être assurée à fréquence variable **[7], [8].**

I.2.3.2.Modélisation :

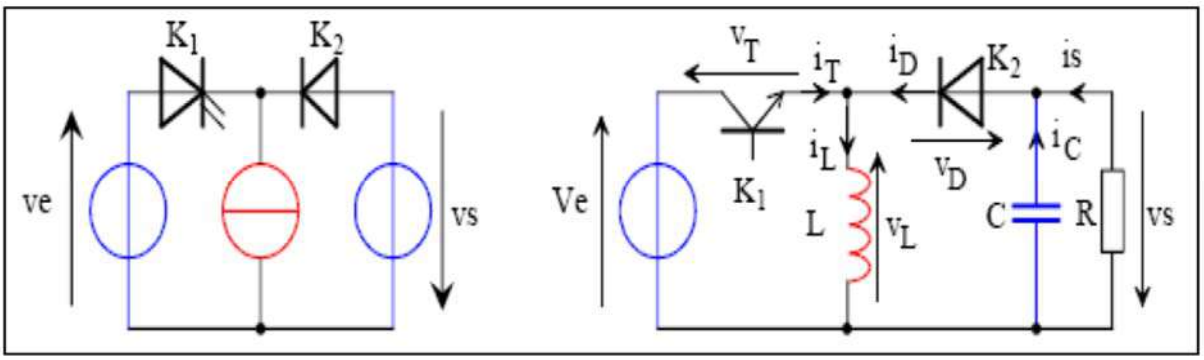


Fig. I.5 : Schéma de principe présente la modélisation d'un hacheur série- parallèle

L'interrupteur K1 est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T. La source d'entrée fournit l'énergie à l'inductance L. La charge est déconnectée du montage (diode K2 bloquée).

Lors du blocage du transistor, la diode K2 assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante qui donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée :

$$v_s = v_e \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \textbf{(I.16)}$$

Par définition, 0<α<1, ce qui induit que le montage est abaisseur ET élévateur de tension (négative).

On peut aussi donne les fonctions du transfert de se convertisseur dans les deux modes (continu et discontinu) comme suit :

I.2.3.2.1.Fonctions de transfert du hacheur BUCK-BOOST en conduction continue

La fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction du rapport cyclique est :

$$\frac{v_s}{\propto} = \frac{v_s}{\propto(1-\propto)} \frac{1-\frac{\propto L}{R(1-\propto)^2}}{1+\frac{L}{R(1-\propto)^2}s+\frac{Lc}{(1-\propto)^2}s^2} \quad \textbf{(I.17)}$$

La fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée est :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{\propto}{(1-\propto)} \frac{1}{1+\frac{L}{R(1-\propto)^2}s+\frac{Lc}{(1-\propto)^2}s^2} \quad \textbf{(I.18)}$$

Et la fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction du courant dans l'inductance i_L est :

$$\frac{v_s}{i_L} = R\frac{1-\propto}{1+\propto} \frac{1-\frac{\propto L}{R(1-\propto)^2}}{1+\frac{RC}{1+\propto}s} \quad \textbf{(I.19)}$$

I.2.3.2.2.Fonctions de transfert du hacheur BUCK-BOOST en conduction discontinue

La fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction du rapport cyclique est :

$$\frac{v_s}{\propto} = \frac{v_e}{\sqrt{K}} \frac{1}{1+\frac{RC}{2}s} \quad \textbf{(I.20)}$$

Avec : $K = \frac{2LF}{R}$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis le courant d'inductance est donne par :

$$\frac{v_s}{i_L} = \frac{R}{2}\sqrt{K}\frac{1}{1+\frac{RC}{2}s} \quad \textbf{(I.21)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis de la tension d'alimentation dans une commande en rapport cyclique est donnée par :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{v_s}{v_e}\frac{1}{1+\frac{RC}{2}s} \quad \textbf{(I.22)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis de la tension d'alimentation dans une commande en courant (régulation du courant dans l'inductance) est donnée par

$$\frac{v_s}{v_e} = 0 \quad \textbf{(I.23)}$$

I.2.4.Hacheur cuk :

Le hacheur à accumulation capacitive est présenté sur la (Fig. I.6) Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie supérieure ou inférieure à la tension d'entrée. Mais l'inconvénient majeur qu'elle présente reste l'emploi de composants passifs supplémentaires par rapport à la structure Boost, ce qui entraîne une augmentation des pertes, donc une diminution du rendement.

Elle présente aussi une tension de sortie de polarité inverse. L'isolation galvanique peut être réalisée en divisant le condensateur C en deux parties, ce qui augmentera encore le nombre de composants. L'isolation galvanique remédiera au problème de l'inversion de signe de la tension de sortie.

Elle peut assurer l'absorption d'un courant sinusoïdal à l'entrée dans les deux modes de Conduction (continue et discontinue). Dans le dernier cas, nous pouvons distinguer deux modes de conduction discontinue à savoir la discontinuité du courant d'entrée Ig et la discontinuité de la tension aux bornes du condensateur. Dans ces deux modes de fonctionnement l'absorption sinusoïdale est naturelle **[9], [10], [11].**

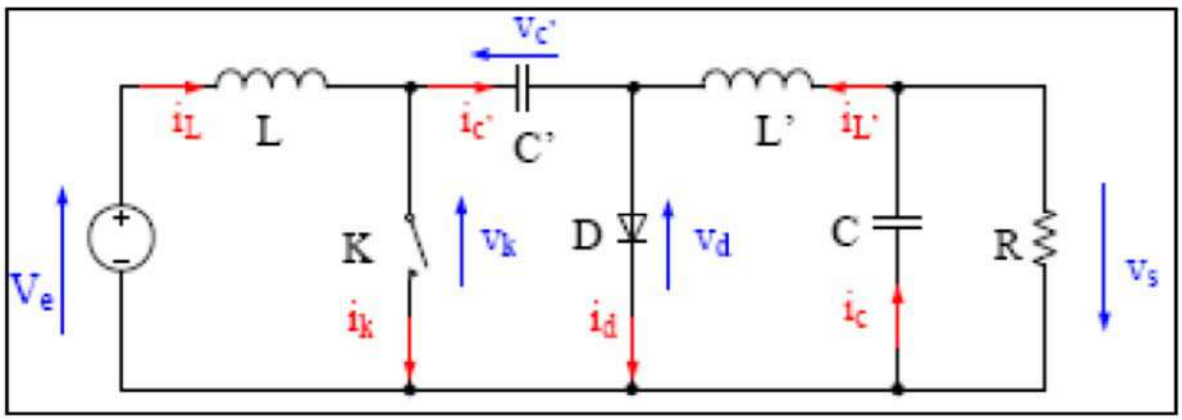


Fig. I.6 : schéma de principe d'un hacheur cuk

I.2.4.1. Modélisation :

A partir du calcul des tensions moyennes aux bornes des inductances L et L', on obtient :

$$v_c = \frac{v_e}{1-\propto} \quad \textbf{(I.24)}$$

$$v_s = \frac{\propto}{1-\propto} I'_L = \frac{\propto}{1-\propto} I_s \quad \textbf{(I.25)}$$

Le gain en tension est identique à celui du montage Buck-Boost. Il s'agit également d'un montage abaisseur-élévateur-inverseur en tension.

La relation entre les courants moyens est

$$I_L = \frac{\propto}{1-\propto} I'_L = \frac{\propto}{1-\propto} I_s \quad \textbf{(I.26)}$$

Les ondulations de courant dans les inductances L et L' s'écrivent :

$$\Delta i'_L = \frac{\propto * v_e}{L' * F} \quad \textbf{(I.27)}$$

$$\Delta i_L = \frac{\propto * v_e}{L * F} \quad \textbf{(I.28)}$$

Et l'ondulation de la tension de sortie et de la tension aux bornes de C' :

$$\Delta v_s = \frac{\Delta i'_L}{8 * C * F} = \frac{\propto v_e}{8 * L' * C * F^2} \quad \textbf{(I.29)}$$

$$\Delta v'_c = \frac{(1-\alpha) i_L}{C' * F} = \frac{\alpha^2 v_e}{(1-\alpha) R * C' * F} \quad \textbf{(I.30)}$$

I.2.5.Hacheur push-pull :

Le convertisseur PWM push-pull (Fig. I.7) contient deux transistors qui conduits en ce qui concerne la terre. C'est l'avantage principal du convertisseur. L'effort de tension à travers les commutateurs est haut, est égal à deux fois l'effort de tension de commutateur dans le moitié-pont et convertisseurs de plein pont, Le convertisseur push-pull emploie un transformateur à double center tippe relativement petit qui est excité dans les deux directions. Cependant, le circuit souffre du déséquilibre de flux du noyau de transformateur parce que le courant DC traverse le primaire et donc le noyau peut saturer.

Le convertisseur est utilisé dans des applications de moyenne puissance, de 150 à 500 que W. Il appartient à la famille des convertisseurs Buck-dérivés. **[12]**

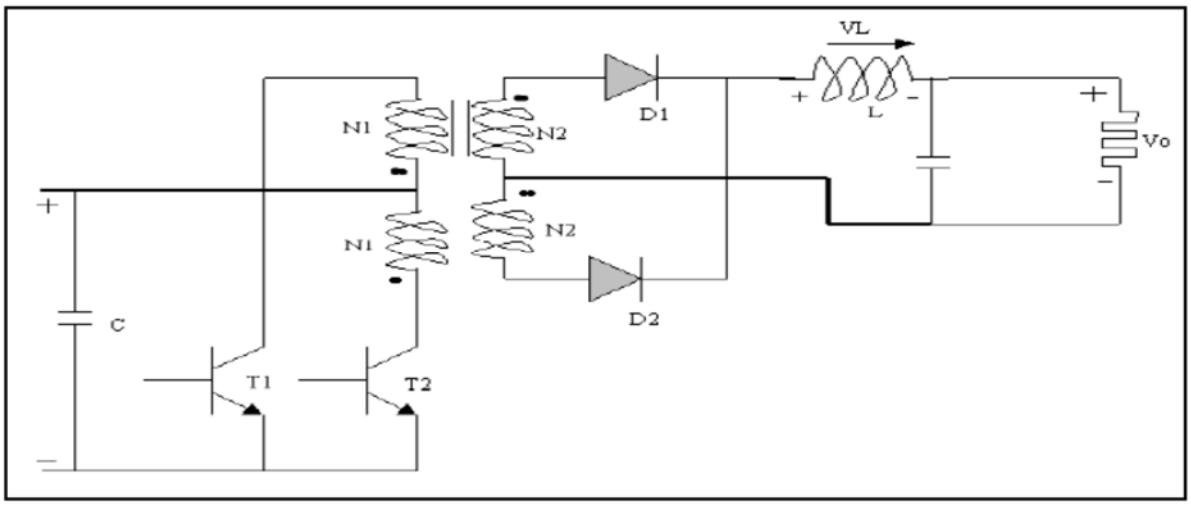


Fig. I.7 : schéma de principe d'un hacheur push-pull

I.2.5.1. Modélisation

Le circuit est arrangé pour produire une tension alternative à l'entrée du transformateur. Sur la première moitié de la période (durant laquelle T1 fonctionne jusqu'à Ton) Quand T1 est en conduction : D1 conduit et D2 est bloquée, d'où :

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V - V_0 \quad \textbf{(I.31)}$$

Pour ($0< t < T_{on}$) et I_L à travers D1 augmente linéairement.

Durant le reste du premier demi -période, les 2 transistors sont bloqués, donc

$$v_L = -V_0 \quad \text{Et} \quad Id_1 = Id_2 = \frac{I_L}{2} \quad \textbf{(I.32)}$$

Le fonctionnement se répète pour le transistor T2 sur l'autre moitié de la période. La valeur moyenne de la tension v_L sur demi période = 0, d'où

$$\frac{V_0}{V} = 2\frac{N_2}{N_1} \propto \quad \textbf{(I.33)}$$

I.2.6. Hacheur FLYBACK :

Un convertisseur PWM DC/DC de retour rapide (flyback) (Fig. I.8) est une version de transformateur (ou d'isolement) de convertisseur Buck-Boost. Un transformateur est utilisé pour éliminer tout raccordement électrique direct entre l'entrée et la sortie. Ce dispositif de sûreté est exigé dans beaucoup d'applications.

Puisque la fréquence de fonctionnement des convertisseurs de PWM est beaucoup plus haute que la fréquence de la ligne 50-60Hz, le transformateur, les inductances, et les condensateurs sont beaucoup plus petits que ceux actionnés à la ligne fréquences.

Le courant magnétisant devrait être pris en compte dans ces convertisseurs. **[13]**

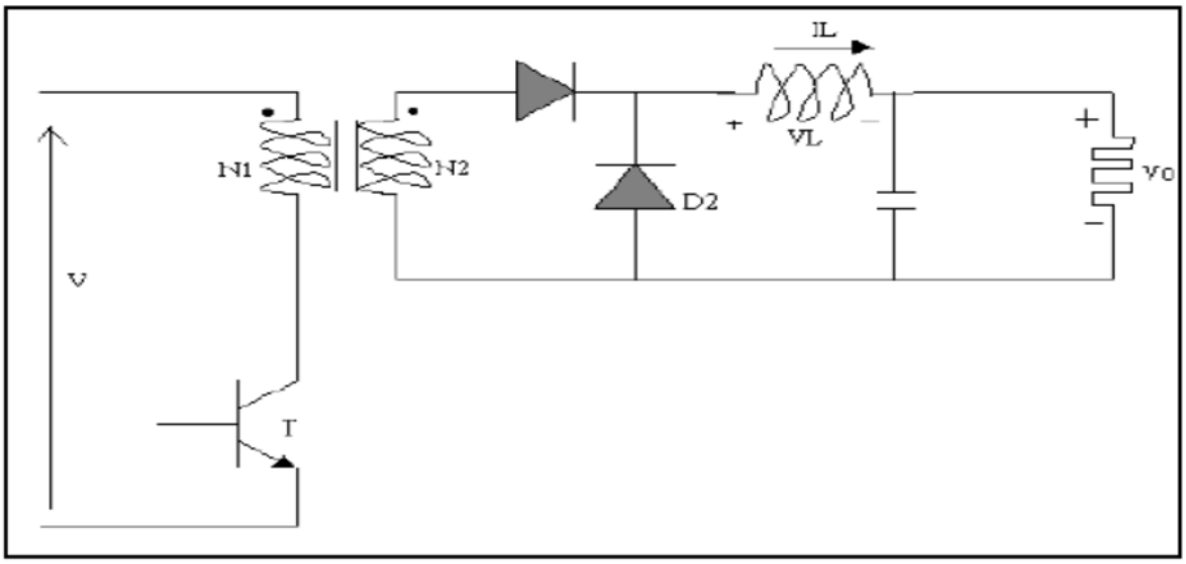


Fig. I.8 : schéma de principe d'un hacheur flyback

I.2.6.1.Modélisation

1- A t=0, on ferme T : Vd1 > 0 et Vd2 < 0, donc D1 est fermée et D2 est bloquée :

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V - V_0 \qquad (0<\alpha<1) \qquad \textbf{(I.34)}$$

v_L Est positive, donc I_L augmente linéairement.

2- A $t = \propto t$, on ouvre T : I_L circule à travers D2 et $v_L = V_0$ (pour αT<t<T) qui est négative, donc IL diminue linéairement.

La valeur moyenne de v_L sur une période est égale à zéro :

$$\mathrm{v_L(moy)} = 0 = \frac{1}{\mathrm{T}}\left[\int_0^{\propto \mathrm{T}} \left(\frac{\mathrm{N_2}}{\mathrm{N_1}}\mathrm{V} - \mathrm{V_0}\right)\mathrm{dt} + \int_{\propto \mathrm{T}}^{\mathrm{T}} -\mathrm{V_0}\mathrm{dt}\right]$$

$$0 = \frac{1}{\mathrm{T}}\left(\frac{\mathrm{N_2}}{\mathrm{N_1}}\mathrm{V} - \mathrm{V_0}\right) \propto \mathrm{T} - \frac{1}{\mathrm{T}}\mathrm{V_0}(\mathrm{T} - \propto \mathrm{T})$$

$$0 = \left(\frac{\mathrm{N_2}}{\mathrm{N_1}}\mathrm{V} - \mathrm{V_0}\right) \propto -\mathrm{V_0}(1 - \propto) \qquad \textbf{(I.35)}$$

Donc on peut déduire la relation entre la tension de sortie et celle d'alimentation par :

$$\frac{V_0}{V} = \frac{N_2}{N_1} \propto \qquad \textbf{(I.36)}$$

Comme pour les topologies précédente, on peut aussi donner les fonctions de transfert de se convertisseur dans les modes continu et discontinu :

I.2.6.1.1.Fonctions de transfert de l'alimentation FLYBACK en conduction Continue :

La fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction du rapport cyclique est :

$$\frac{v_s}{\propto} = \frac{v_s}{\propto(1-\propto)} \frac{1-\frac{\propto L}{R(1-\propto)^2}}{1+\frac{L}{R(1-\propto)^2}s+\frac{Lc}{(1-\propto)^2}s^2} \quad \textbf{(I.37)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis la tension d'entrée est donne par :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{\propto}{(1-\propto)} \frac{1}{1+\frac{L}{R(1-\propto)^2}s+\frac{Lc}{(1-\propto)^2}s^2} \quad \textbf{(I.38)}$$

Et la fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction du courant dans l'inductance $I_L$est :

$$\frac{v_s}{i_L} = R\frac{1-\propto}{1+\propto} \frac{1-\frac{\propto L}{R(1-\propto)^2}S}{1+\frac{RC}{1+\propto}s} \quad \textbf{(I.39)}$$

I.2.6.1.2.Fonctions de transfert de l'alimentation FLYBACK en conduction Discontinue :

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis le rapport cyclique est donne par :

$$\frac{v_s}{\propto} = \frac{v_e}{\sqrt{K}} \frac{1}{1+\frac{RC}{2}s} \quad \textbf{(I.40)}$$

Avec : $K = \frac{2LF}{R}$

La fonction de transfert qui donne la tension de sortie en fonction du courant dans l'inductance $I_L$est :

$$\frac{v_s}{i_L} = \frac{R}{2}\sqrt{K} \frac{1}{1+\frac{RC}{2}s} \quad \textbf{(I.41)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis de la tension d'alimentation dans une commande en rapport cyclique est donnée par :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{v_s}{v_e} \frac{1}{1+\frac{RC}{2}s} \quad \textbf{(I.42)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis de la tension d'alimentation dans une commande en courant (régulation du courant dans l'inductance) est donnée nulle.

I.3.Conclusion

Dans le présent chapitre nous avons étudié succinctement les déférents types des hacheurs (BUCK, BOOST, BUCK-BOOST, PUSH-PULL, FLAYBACK, CUK) et dans chaque type de ces hacheurs nous avons également modélisé est présenter leur principes de fonctionnement et leur fonction de transfert de quelque type de ces hacheur.

CHAPITR II

LES Déférentes TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR BOOST

II.1.Introduction

Fabriquer du 220 V alternatif à partir d'une source d'alimentation continue telle que batterie ou dynamo a toujours été un problème d'actualité pour les électroniciens amateurs. Les occasions ne manquent pas pour utiliser une « centrale électrique» personnelle. Il existe de nombreux schémas plus ou moins complexes et plus ou moins performants, entre lesquels il faut choisir en fonction de la puissance nécessaire, et de la nature des équipements alimentés. Tous les onduleurs ou convertisseurs permettant de reconstituer du 220 V alternatif a partir d'une batterie fonctionnent sur le même principe de base : un dispositif électronique (autre fois électromécanique !) découpe ou module l'alimentation continue pour en faire une basse tension alternative.

Celle-ci est alors appliquée à un hacheur élévateur (boost) capable de l'amener à 220 volts efficaces. Les caractéristiques du boost doivent être en rapport avec la puissance exigée. Puisque les caractéristiques de système n'exigent pas l'isolement entre le côté d'entrée et le côté de sortie du convertisseur d'entrée, l'utilisation du convertisseur basé par transformateur ne serait pas la meilleure solution à moins qu'il y ait étude sur l'effet du convertisseur d'isolement à la densité de puissance. Par conséquent, plusieurs topologies non isolées et d'isolement sont traités dans ce chapitre. Afin de choisir la meilleure topologie, les avantages et les limitations de chaque convertisseur sont soigneusement pris en considération.

II.2. les différentes topologies des boost :

II.2.1. Topologies non isolées :

II.2.1.1Convertisseur Boost :

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

A. Applications

On utilise un convertisseur boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Les systèmes alimentés par les batteries d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments. Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de

tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost.

Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 V à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par une piles de 1,5 V afin de réaliser une lampe torche faible consommation. Les convertisseurs boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro éclairage des écrans a cristaux liquide ou les flache des appareils photo par exemple.

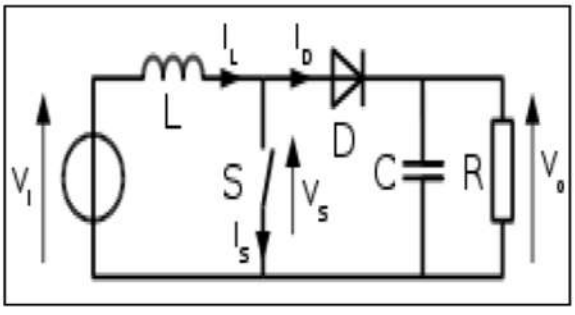
Une automobile hybride comme la Toyota Prius utilise un moteur électrique, nécessitant une tension de 500 V. Sans convertisseur boost, cette automobile devrait embarquer 417 éléments d'accumulateurs NiMH connectés en série pour alimenter ce moteur. Cependant, la Prius n'utilise que 168 éléments ainsi qu'un convertisseur boost afin de passer la tension disponible de 202 à 500V.

B. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur S (voir Fig. II.2) :

 Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur S (voir Fig. II.1) est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.

 Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.



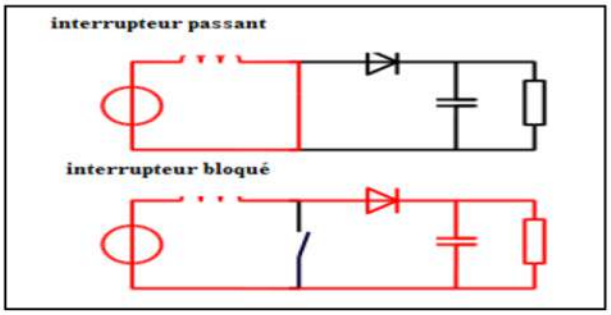


Fig. II.1 : Schéma de base d'un convertisseur Boost. **Fig. II.2** : Etat de l'interrupteur S.

B.1.Conduction continue

Quand un convertisseur Boost travaille en mode de conduction continue, le courant il traversant l'inductance ne s'annule jamais. La (Fig. II.3) montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.

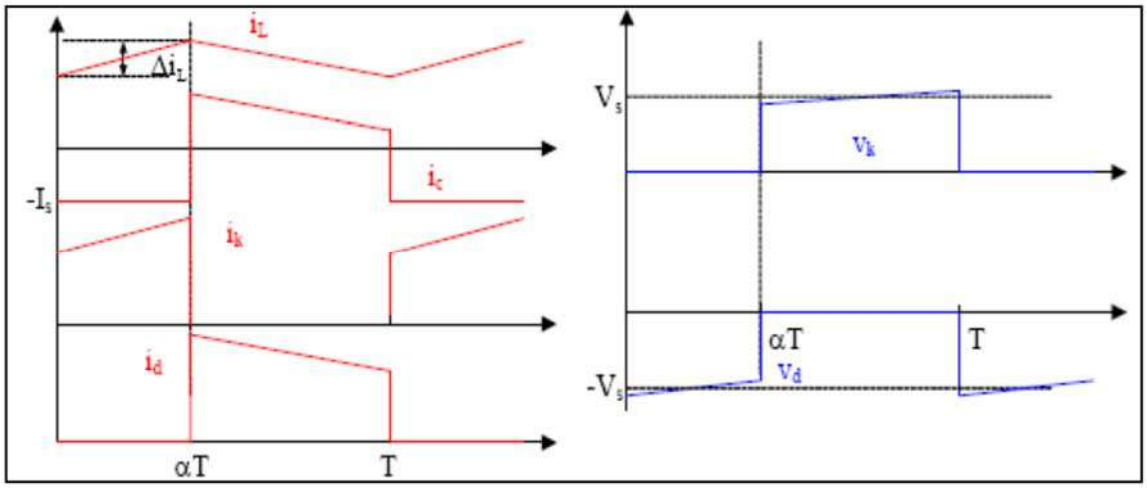


Fig. II.3 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost

La tension de sortie est calculée de la façon suivante (en considérant les composants comme parfaits) :

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$V_i = L\frac{dI_L}{dt} \qquad \textbf{(II.1)}$$

À la fin de l'état passant, le courant I_L a augmenté de :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\propto T} \frac{V_i * dt}{L} = \frac{V_i * \alpha * T}{L} \qquad \textbf{(II.2)}$$

α Étant le rapport cyclique .Il représente la durée de la période T pendant laquelle l'interrupteur S conduit. α Est compris entre 0 (S ne conduit jamais) et 1 (S conduit tout le temps).

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de I_L est :

$$V_i - V_0 = L\frac{dI_L}{dt} \qquad \textbf{(II.3)}$$

Par conséquent, la variation de I_L durant l'état bloqué est :

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\propto)T} dI_L = \int_0^{(1-\propto)T} \frac{(V_i - V_0)dt}{L} = \frac{(V_i - V_0)(1-\propto)T}{L} \quad \textbf{(II.4)}$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L * I^2 \quad \textbf{(II.5)}$$

En conséquence, le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad \textbf{(II.6)}$$

En remplacent ΔI_{Lon}et ΔI_{Loff}par leur expressions on obtient

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_i * \alpha * T}{L} + \frac{(V_i - V_0)(1-\propto)T}{L} = 0 \quad \textbf{(II.7)}$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1-\propto} \quad \textbf{(II.8)}$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec α, et que théoriquement elle peut être infinie lorsque α se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de survolteur.

Pour la fréquence de découpage f, on en déduit l'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_i}{Lf} \quad \textbf{(II.9)}$$

$$\Delta V_0 = \frac{\propto I_0}{Cf} = \frac{\propto * V_i}{(1-\alpha) * R * C * f} \quad \textbf{(II.10)}$$

Le courant dans l'inductance est fonction de la puissance débitée par la source. On peut exprimer sa valeur moyenne en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{I_0}{1-\propto} \quad \textbf{(II.11)}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes. En tension, on a :

$$V_{s,max} = |V_{d,max}| = V_{0,max} = \frac{V_i}{1-\propto} + \frac{\Delta V_0}{2} \quad \textbf{(II.12)}$$

Et en courant :

$$I_{s;max} = i_{d,max} = i_{L,max} = \frac{I_0}{1-\propto} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad \textbf{(II.13)}$$

B.2.Conduction discontinue

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment, est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (voir les formes d'ondes sur la Fig. II.4). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

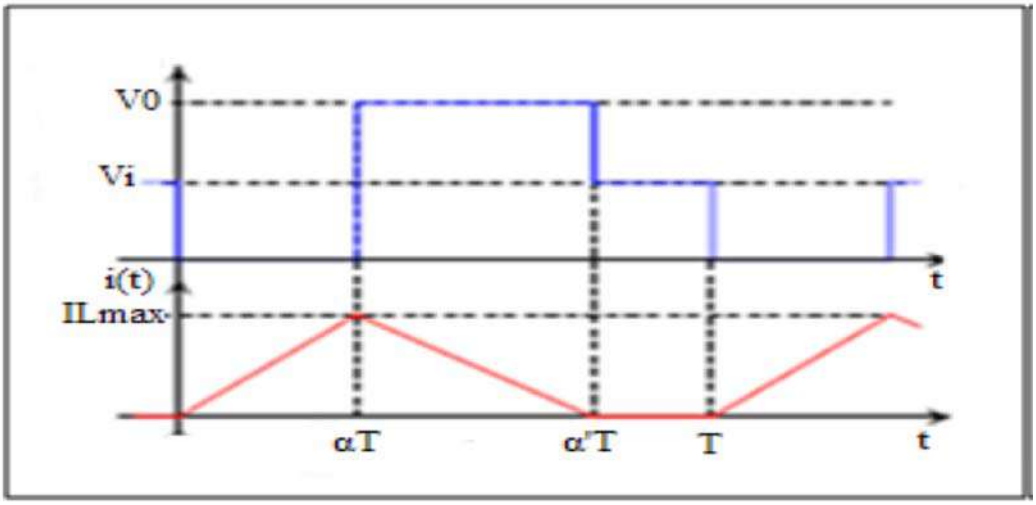


Fig. II.4:Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue.

Comme le courant de l'inductance est nul en début de cycle, son maximum $I_L$max $at = \alpha T$ vaut:

$$I_{Lmax} = \frac{V_i * \alpha * T}{L} \quad \textbf{(II.14)}$$

Pendant l'état bloqué, I_L s'annule après α'T :

$$I_{Lmax} + \frac{(V_i - V_0) * \alpha' * T}{L} = 0 \quad \textbf{(II.15)}$$

En utilisant les deux dernières équations, α' vaut :

$$\propto' = \frac{V_i * \alpha}{V_0 - V_i} \quad \textbf{(II.16)}$$

Le courant dans la charge I_0 est égal au courant moyen traversant la diode (ID). Le courant traversant la diode est égal à celui dans l'inductance pendant l'état bloqué.
Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_0 = I_D = \frac{I_{Lmax}}{2} \propto' \quad \textbf{(II.17)}$$

En remplaçant I_{Lmax} et $\propto'$ par leurs expressions respectives, on obtient :

$$I_0 = \frac{V_i * \alpha * T}{2L} \frac{V_i * \alpha}{V_0 - V_i} = \frac{V_i^2 * \alpha^2 * T}{2L(V_0 - V_i)} \quad \textbf{(II.18)}$$

Par conséquent, le gain de tension en sortie peut être écrit de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{V_i * \alpha^2 * T}{2L * I_0} \quad \textbf{(II.19)}$$

Cette expression est bien plus complexe que celle obtenue lors de l'étude en conduction continue. En conduction discontinue, le gain en tension dépend du rapport cyclique mais aussi de la tension d'entrée, de la valeur de l'inductance et du courant de sortie.
La modalisation linéaire de se convertisseur peut être donné par les expressions des fonctions de transferts dans les deux modes précédant son la résistance de l'inductance ou avec cette résistance comme suite :

C. Modélisation linéaire [14]

C.1.Fonctions de transfert du hacheur BOOST en conduction continu :

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis la tension d'entrée est donné par :

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{V_l}} = \frac{1}{1-\propto} \frac{1}{1 + \frac{L}{R(1-\propto)^2} S + \frac{LC}{(1-\propto)^2} S^2} \quad \textbf{(II.20)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis le rapport cyclique est donné par :

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{\propto}} = \frac{V_0}{1-\propto} \frac{1-\frac{L}{R(1-\propto)^2}S}{1+\frac{L}{R(1-\propto)^2}S+\frac{LC}{(1-\propto)^2}S^2} \quad \textbf{(II.21)}$$

Et la dépendance de la tension de sortie vis-à-vis le courant de l'inductance *iL* est donné par :

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{\iota_L}} = \frac{R(1-\propto)}{2} \frac{1-\frac{L}{R(1-\propto)^2}S}{1+\frac{RC}{2}S} \quad \textbf{(II.22)}$$

C.2.Fonctions de transfert du hacheur BOOST en conduction discontinue

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis le rapport cyclique est donné par :

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{\propto}} = \frac{2V_i}{2y-1}\sqrt{\frac{y}{K}(y-1)}\frac{1}{1+\frac{s}{wc}} \quad \textbf{(II.23)}$$

Avec : $y = \frac{V_0}{V_i}$, $K = \frac{2LF}{R}$ et $wc = \frac{1}{RC}\frac{2y-1}{y-1}$

Et la dépendance de la tension de sortie vis-à-vis le courant de l'inductance *iL* est donné par :

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{\iota_L}} = \frac{R}{2y-1}\sqrt{K*y(1-y)}\frac{1}{1+\frac{s}{wc}} \quad \textbf{(II.24)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis de la tension d'alimentation dans une commande en rapport cyclique est donnée par:

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{V_l}} = y\frac{1}{1+\frac{s}{wc}} \quad \textbf{(II.25)}$$

La dépendance de la tension de sortie vis-à-vis de la tension d'alimentation dans une commande en courant (régulation du courant dans l'inductance) est donnée par:

$$\frac{\widehat{V_0}}{\widehat{\iota_L}} = \frac{y}{2y-1}\frac{1}{1+\frac{s}{wc}} \quad \textbf{(II.26)}$$

D. Limite entre la conduction continue et discontinue

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, le convertisseur fonctionne en conduction discontinue quand le courant demandé par la charge est faible, et il fonctionne en conduction continue pour les courants plus importants. La limite entre conduction continue et conduction

discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule juste au moment de la commutation. Avec les notations de la (Fig. II.4), cela correspond à :

$$\propto T + \propto' T = T$$

Donc :

$$\propto + \propto' = 1$$

Dans ce cas, le courant de sortie I_{0lim} (courant de sortie à la limite de la conduction continue et discontinue) est donné par la relation

$$I_{0lim} = \overline{I_D} = \frac{I_{Lmax}}{2}(1 - \propto) \qquad \textbf{(II. 27)}$$

En remplaçant I_{Lmax}par son expression en conduction discontinue :

$$I_{0lim} = \frac{v_i * \alpha * T}{2L}(1 \ - \alpha) \qquad \textbf{(II. 28)}$$

À la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - \propto} \qquad \textbf{(II. 29)}$$

On peut donc réécrire I_{0lim}de la façon suivante :

$$I_{0lim} = \frac{V_i * T}{2L}\frac{V_i}{V_0}\left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right) \qquad \textbf{(II. 30)}$$

Introduisons deux nouvelles notations :

- La tension normalisée, définie par$|V_0| = \frac{V_0}{V_i}$qui correspond au gain en tension du convertisseur.
- Le courant normalisé, défini par $|I_0| = \frac{L}{T * V_i} I_0$Le terme$\frac{T * V_i}{L}$Correspond à l'augmentation maximale de courant que l'on peut atteindre Lors d'un cycle (variation du courant dans l'inductance atteinte pour α=1). On peut donc, en régime permanant $|I_0|$égale 0

quand le courant de sortie est nul, et 1 pour le courant maximum que peut fournir le convertisseur.

En utilisant ces notations, on obtient :

- En conduction continue :

$$|V_0| = \frac{1}{1-\propto} \qquad (\mathbf{II.31})$$

- En conduction discontinue :

$$|V_0| = 1 + \frac{V_i * \alpha^2 * T}{2L * I_0} = 1 + \frac{\alpha^2}{2|I_0|} \qquad (\mathbf{II.32})$$

La différence de comportement entre conduction continue et discontinue est très nette. Cela peut engendrer des problèmes d'asservissement de la tension de sortie.

Selon les caractéristiques de système, le convertisseur doit booster une tension d'entrée de 12V ou de 24V à 220 V de tension de sortie. Afin de fournir un tell grand gain de CC, le convertisseur conventionnel boost doit fonctionner sous le rapport cyclique tout à fait grand. En autre, vu le grand courant d'entrée le convertisseur boost a besoin de travailler en mode continu de conduction (CCM) pour réduire l'effort courant du commutateur principal. La diode devrait être utilisée pour bloquer 220V de la tension intermédiaire d'autobus. Dans ces conditions de fonctionnement, le convertisseur boost rétablisse des problèmes renversé dans le redresseur de sortie et le commutateur principal, qui réduit l'efficacité due aux perds de commutations. En autre, la perte de conduction du commutateur principal serait très grande parce que le dispositif à haute tension d'estimation à la sur-résistance normalement grande. Ce qui est le plus mauvais, le redresseur de sortie ne fonctionnerait pas correctement en raison de la période d'ouverture très courte et à sont tour la tension de sortie ne grimperait pas jusqu'à 220 V en raison de la perte de conduction et du grand rapport cyclique. Quand aucune technique de commutation douce n'est pas appliquée au convertisseur boost conventionnel, la fréquence de commutation est généralement limitée autour de plusieurs kilohertz pour réduire la perte de commutation. En conséquence, la taille des composants passifs tels que l'inducteur d'entrée et le condensateur de sortie sera encombrante, entraînant la réduction de la densité de puissance.

Afin d'éviter quelques problèmes mentionnés ci-dessus, on propose d'autres topologies de boost.

II.2.1.2. Convertisseur Boost en cascade

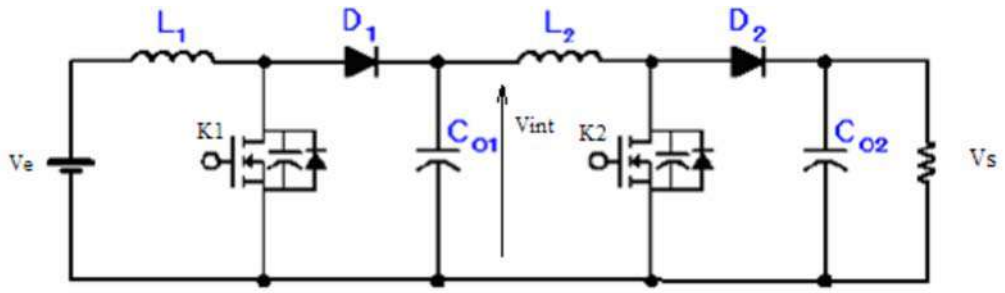


Fig. II.5.Convertisseur boost en cascade.

La tension intermédiaire d'autobus est établie entre deux étapes et deux convertisseurs reliés par série partager le grand rapport de tension. Tell que montré dans (Fig. II.5), cette structure peut résoudre le grand problème de rapport cyclique. En autre, le transistor MOSFET a plus basse tension et la diode peuvent être placés dans le convertisseur de la première étape ayant pour résultat de réduire les pertes de conduction et les pertes reliées par rétablissement renversé.

La relation qui relai la tension de sortie a celle d'entrée et donne par **[15]**:

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{1}{1-\propto_1}\frac{1}{1-\propto_2} \qquad \textbf{(II. 33)}$$

La au α1 et α2 sont les rapports cyclique de S1 et S2 respectivement .donc le rapport de tension du convertisseur correspond au produit du rapport de tension des deux convertisseurs boost.

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode du 1eur étage sont les même.

En tension, Ona :

$$V_{K1,max} = \left|V_{d1,max}\right| = V_{int,max} = \frac{V_e}{1-\propto_1} + \frac{\Delta V_{int}}{2} \qquad \textbf{(II. 34)}$$

Avec $\Delta V_{int} = \frac{\alpha_1 * I_2}{C_1 * F_1}$ **(II. 35)**

En courant :

$$I_{K1,max} = I_{d1,max} = I_1 = \frac{1}{2}\frac{\alpha_1 * V_e}{L_1 * F_1} \qquad \textbf{(II. 36)}$$

De même pour l'interrupteur commandé et la diode du 2iéme étage :

En tension :

$$V_{k2,max} = |V_{d2,max}| = V_{s,max} = \frac{V_e}{(1-\propto_1)(1-\propto_2)} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad \textbf{(II. 37)}$$

Avec : $\Delta V_{int} = \frac{\alpha_2(1-\alpha_2)I_2}{C_2 * F_2}$ **(II. 38)**

En courant :

$$I_{k2,max} = I_{d2,max} = I_2 + \frac{1}{2}\frac{\propto_2 V_e}{2(1-\propto_2)L_2 F} \quad \textbf{(II. 39)}$$

Cependant, un problème de la fréquence de commutation existe toujours dans le convertisseur dans l'étape secondaire qui l'empêche d'augmenter. En conséquence, le volume des composants passifs augmente. En autre, tout le rendement serait inférieur parce que le traitement de puissance se produit deux fois dans les convertisseurs cascades. Le schéma de commande également serait complexe.

II.2.1.3. Convertisseur Boost a trois niveaux (Three-level boost converter) [15]

Le convertisseur boost à trois nivaux montré dans (Fig. II.6) a été avec succès utilisé pour le circuit de la compensation de phase (PFC). En employant une structure à trois nivaux, le convertisseur peut obtenir quelques avantages par rapport au convertisseur boost conventionnel .Premièrement, les efforts de tension des commutateurs et les redresseurs deviennent moitié de la tension de sortie.

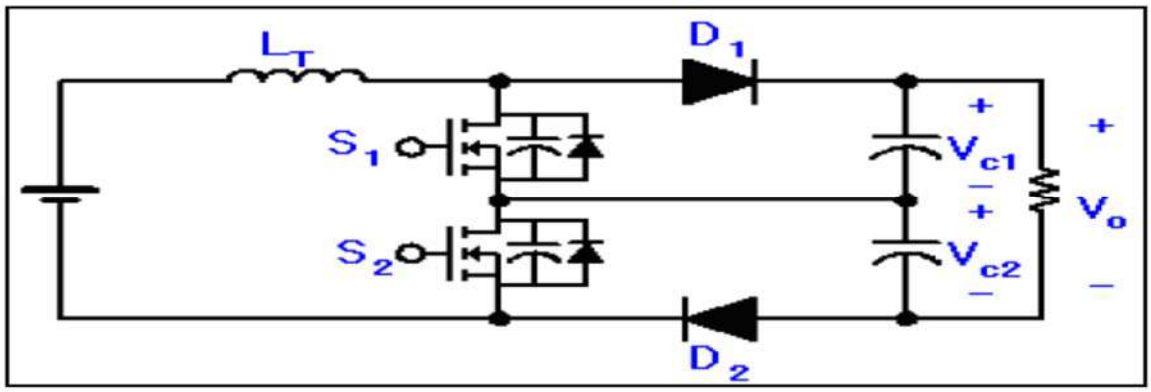


Fig. II.6.Le convertisseur boost à trois nivaux.

Par conséquent le transistor MOSFET d'estimation de basse tension et la diode peuvent être utilisé pour réduire la perte de conduction. En même temps, la perte reliée par rétablissement renversé peut être réduite quand la diode d'estimation de basse tension est appliquée pour le redresseur. En autre, la fréquence d'ondulation du courant d'inductance d'entrée devient deux fois plus haute que la fréquence de commutation, qui permet à la taille de l'inducteur d'entrée d'être rétrécie. Par conséquent, la densité de puissance et l'efficacité du convertisseur seront améliorées bien que le nombre de composants actifs soit augmenté.

Les deux interrupteurs sont commandés avec le même rapport cyclique mais leurs commandes sont décalées entre elle d'une demi-période.

Dans le cas ou $\alpha < 0.5$, on a :

$$\left(V_e - \frac{V_s}{2}\right) \propto = -(V_e - V_s)(0.5 - \propto) \qquad (\mathbf{II.40})$$

De même, dans le cas ou$\alpha > 0.5$, on a :

$$V_e(\propto -0.5) = -\left(V_e - \frac{V_s}{2}\right)(1 - \propto) \qquad (\mathbf{II.41})$$

On déduit des deux relations précédant, le rapport de tension du convertisseur

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\propto} \qquad (\mathbf{II.42})$$

$$\begin{cases} \Delta i = \frac{V_e}{2L*F} * \frac{\alpha(1-2\alpha)}{1-\alpha} \\ \Delta V_s = \frac{2I_s(0.5-\alpha)}{C*F} = \frac{V_e(2\alpha-1)}{(1-\alpha)*R*C*F} \end{cases} \quad Pour\ \alpha < 0.5 \qquad (\mathbf{II.43})$$

$$\begin{cases} \Delta i = \dfrac{V_e}{2L*F}(2\alpha - 1) \\ \Delta V_s = \dfrac{2I_s(0.5-\alpha)}{C*F} = \dfrac{V_e(2\alpha-1)}{(1-\alpha)*R*C*F} \end{cases} \quad Pour\ \propto > 0.5 \qquad (\mathbf{II.44})$$

Les tensions aux bornes des interrupteurs et des diodes ont pour valeur :

$$V_{k,max} = \left|V_{d,max}\right| = V_{c,max} = \frac{V_e}{1-\propto} + \frac{\Delta V_c}{2} \qquad (\mathbf{II.45})$$

Avec $\Delta V_c = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)*R*C*F}$, $Pour\ \alpha < 0.5$ $(\mathbf{II.46})$

Et $\Delta V_c = \frac{V_e}{R*C*F}$, $Pour \propto > 0.5$ **(II. 47)**

Cependant, le convertisseur aura toujours l'expérience du grand problème de rapport de conversion de tension.

II.2.1.4.Mise en parallèle de convertisseurs boost élémentaires [15]

La mise en parallèle des convertisseurs est une structure qui permet de partager le courant entre plusieurs cellules élémentaires. Le courant traversant chaque cellule est alors moins important. On diminue ainsi les contraintes en courant des composants.

On présente sur la (Fig. II.7) un convertisseur continu-continu, constitué de deux Boost élémentaires identiques mis en parallèle. Chaque cellule fournie la moitié de la puissance totale. Cette structure est utilisée pour réduire l'ondulation du courant d'entrée, le poids et le volume du convertisseur. D'ailleurs, la mise en parallèle de plus de deux convertisseurs est également utilisée.

Dans la structure de convertisseur de la (Fig. II.7), chaque Boost élémentaire est commandé avec le même rapport cyclique α et les commandes sont décalées entre elle d'une demi-période. Le courant moyen passant dans chaque cellule correspond à la moitié du courant d'entrée. La tension de sortie a la même valeur que celle du Boost classique pour un rapport cyclique donné. Mais l'ondulation du courant délivré par la source est plus faible que celle du courant dans chaque convertisseur élémentaire. La fréquence du courant d'entrée est doublée par rapport à celle du découpage.

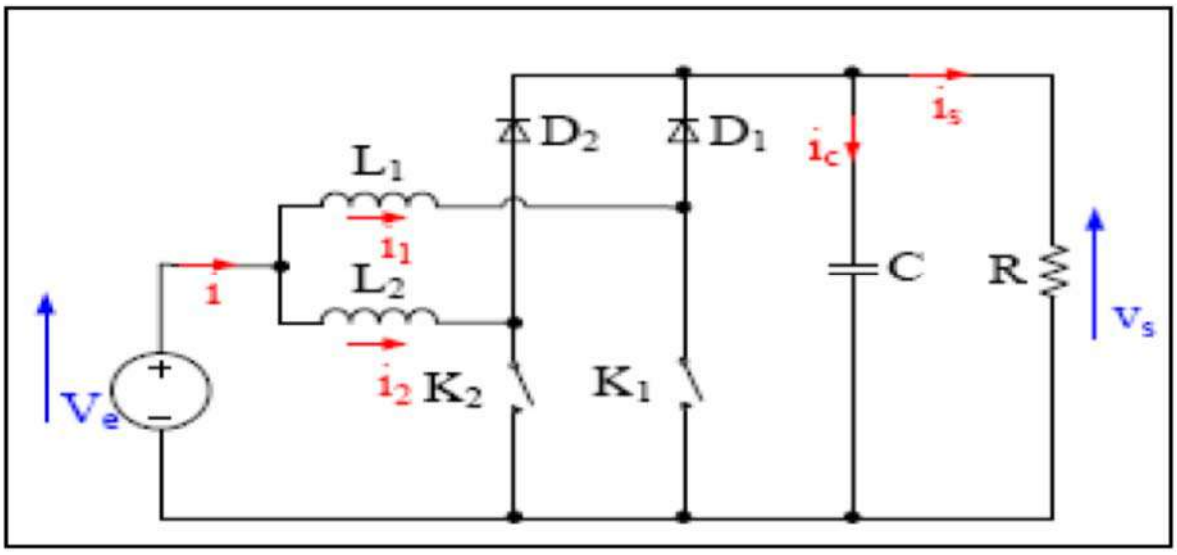


Fig. II.7. Mise en parallèle de deux Boost.

Tant que les deux convertisseurs élémentaires sont identiques, les courants dans les inductances sont de même forme, mais ils sont décalés d'une demi-période entre eux. Les ondulations de courant dans chaque inductance sont toujours égales à :

$$\Delta i_L = \Delta i_1 = \Delta i_2 = \frac{\alpha * V_e}{L * F} \quad \textbf{(II. 48)}$$

Pour un rapport cyclique inférieur à0.5, l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie s'écrivent en fonction de l'ondulation dans les convertisseurs élémentaires :

$$\Delta i = \frac{1-2\alpha}{1-\alpha}\frac{\alpha * V_e}{L * F} = \frac{1-2\alpha}{1-\alpha}\Delta i_L \quad \textbf{(II. 49)}$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s(0.5-\alpha)}{C * F} = \frac{V_e(0.5-\alpha)}{(1-\alpha) * R * C * F} \quad \textbf{(II. 50)}$$

Avec F la fréquence de découpage.

Et pour un rapport cyclique supérieur à 0.5 :

$$\Delta i = \frac{2 \propto -1}{\propto} * \frac{\alpha * V_e}{L * F} = \frac{2\alpha - 1}{\alpha}\Delta i_L \quad \textbf{(II. 51)}$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s(\propto -0.5)}{C * F} = \frac{V_e(\propto -0.5)}{(1-\alpha) * R * C * F} \quad \textbf{(II. 52)}$$

Le rapport de tension n'a pas changé :

$$V_{k,max} = \left|V_{d,max}\right| = V_{s,max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad \textbf{(II. 53)}$$

Par contre, les courants dans les interrupteurs et les diodes sont divisés par deux :

$$i_{k,max} = i_{d,max} = i_{L,max} = \frac{I}{2} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad \textbf{(II. 54)}$$

Lorsque le Boost entrelacé est constitué de n cellules élémentaire, chaque cellule est commandée avec le même rapport cyclique, mais les commandes sont décalées de 1/n période. Les courants circulant dans chaque inductance ont la même forme. La fréquence du courant d'entrée du Boost entrelacé est devenue n fois celle des signaux de commande. Son

ondulation devient nulle lorsque le rapport cyclique égale 1/n, ou un nombre entier de 0 à n-1 multiple de 1/n.

Comme pour un Boost classique, chaque cellule de Boost entrelacé peut fonctionner en mode de conduction discontinue. Cependant, le courant d'entrée du Boost entrelacé est la somme des courants des cellules. Bien que les cellules fonctionnent en conduction discontinue, le convertisseur entrelacé peut fonctionner en conduction continue au niveau du courant d'entrée quand la durée de conduction est supérieure à 1/n de la période de découpage.

A noter que les expressions d'ondulation de courant du convertisseur ne sont pas vraies lorsque le rapport cyclique est faible, puisqu'elles sont obtenues pour un fonctionnement en conduction continue des cellules élémentaires.

Comme pour le Boost entrelacé, la mise en parallèle des cellules élémentaires peut aussi être appliquée aux autres convertisseurs continu-continu classiques. Comme la mise en parallèle est capable de répartir le courant débité de la source dans chaque cellule élémentaire par la régulation de courant dans chaque cellule, ces structures permettent de débiter un fort courant. Lorsque cette structure est associée avec une commande décalée, l'ondulation de courant d'entrée peut être largement réduite sans augmenter le volume.

II.2.1.5.Circuit de boost á deux étages (Two-Stage Boost Circuit) [16]

Le circuit à deux étages de boost est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant les parties (L2 -D2 -D3-C2).

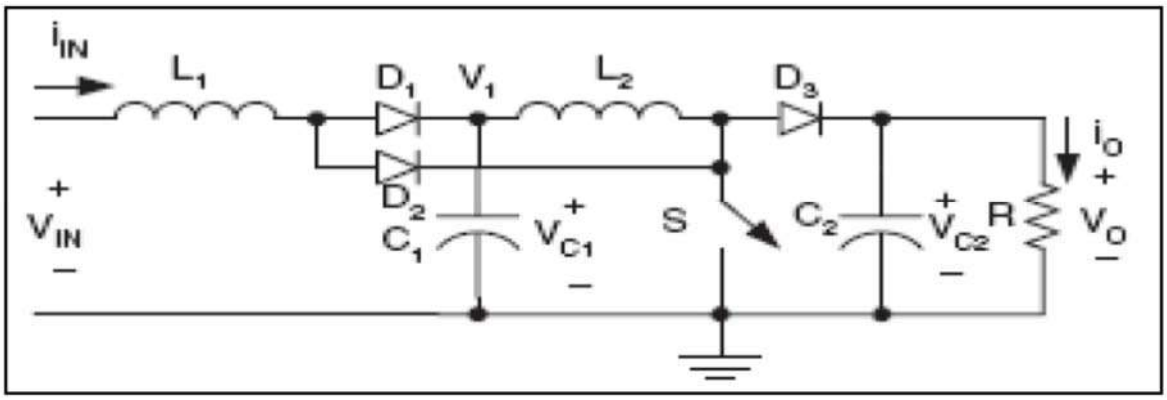


Fig. II.8. Le circuit du convertisseur boost à deux étagés (Two-stage boost).

Son schéma de circuits équivalents est montré sur la (Fig. II.8). La tension à travers le condensateur C1 est chargée à V1. La tension V1 à travers le condensateur C1 est

$$V_1 = \frac{1}{1-\propto} V_{in} \qquad (\mathbf{II.55})$$

La tension à travers le condensateur C2 est chargée à V_0.le courant traversant L'inductance L_2 augmente avec la tension V_1 pendant la commutation ON de la période (αT) et diminue avec la tension -(V_0- V_1) pendant la période off de commutateur (1 -α) T. Par conséquent, l'ondulation du courant IL_2 d'inductance est :

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1}{L_2}\alpha T = \frac{V_0 - V_1}{L_2}(1-\alpha)T \qquad (\mathbf{II.56})$$

Et la relation qui donne la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est :

$$V_0 = \frac{1}{1-\propto}V_1 = (\frac{1}{1-\propto})^2 V_{in} \qquad (\mathbf{II.57})$$

Le gain de transfert de tension est :

$$G = \frac{V_0}{V_{in}} = (\frac{1}{1-\propto})^2 \qquad (\mathbf{II.58})$$

De façon analogue, on peur donné les courants des inductances L_1 et L_2 par

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{I_0}{(1-\propto)^2} \\ I_{L2} = \frac{I_0}{(1-\propto)} \end{cases} \qquad (\mathbf{II.59})$$

Les ondulations des deux courants sont :

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1}\alpha T \\ \Delta i_{L2} = \frac{V_1}{L_2}\alpha T \end{cases} \qquad (\mathbf{II.60})$$

Par conséquent, le rapport de variation du courant iL_1 à travers l'inductance L_1 est :

$$\varepsilon_1 = \frac{\frac{\Delta i_{L1}}{2}}{I_{L1}} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 T * V_{in}}{2L_1 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^4}{2}\frac{R}{FL_1} \qquad (\mathbf{II.61})$$

Le rapport de variation du courant iL_2 à travers l'inducteur L_2 est :

$$\varepsilon_2 = \frac{\frac{\Delta i_{L2}}{2}}{I_{L2}} = \frac{\alpha(1-\propto)T*V_1}{2L_2 I_0} = \frac{\propto(1-\propto)^2}{2}\frac{R}{F*L_2} \qquad (\mathbf{II.62})$$

Et le rapport de variation de la tension de sortie V_0 est :

$$\varepsilon_1 = \frac{\frac{\Delta v_0}{2}}{V_0} = \frac{1-\alpha}{2*R*F*C_2} \quad \textbf{(II. 63)}$$

II.2.1.6.Circuit de boost a trois étages (Three-Stage Boost Circuit) :

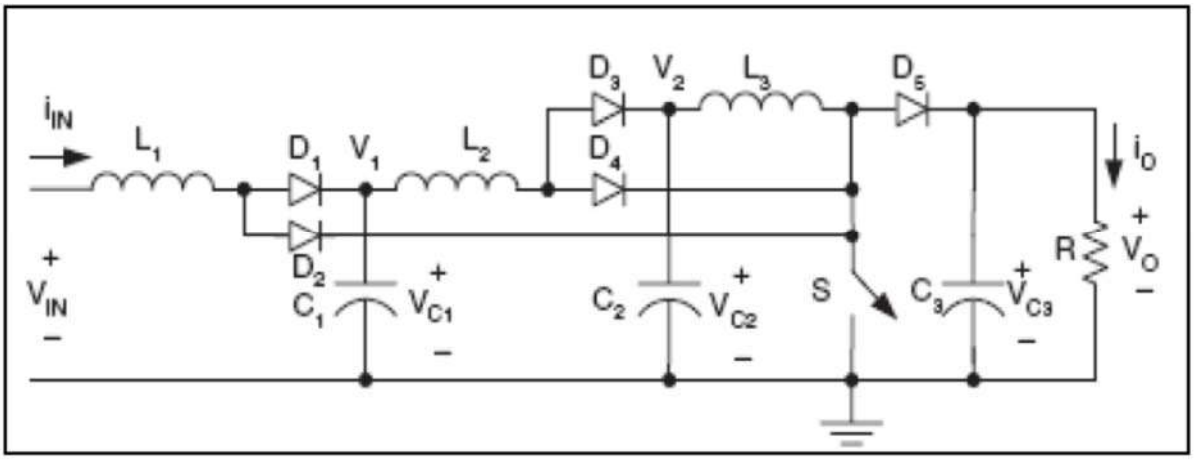


Fig. II.9. Le convertisseur boost a trois étages.

Le circuit de boost à trois étages est dérivé du circuit de boost à deux étages le double ajoutant les parties (L2 -D2 -D3-C2).Son schéma équivalents est montré sur la (Fig. II.9). La tension à travers le condensateur C_1 est chargée à V_1. Comme décrit précédemment, la tension V_1 à travers le condensateur C_1 est :

$$\mathrm{V_1} = \frac{1}{1-\propto} \mathrm{v_{in}} \quad \textbf{(II. 64)}$$

Et la tension V_2 à travers le condensateur C_2 est

$$V_2 = (\frac{1}{1-\propto})^2 v_{in} \quad \textbf{(II. 65)}$$

La tension à travers le condensateur C_3 est chargée à V_0. Le courant traversant L'inductance L3 augmente avec la tension V2 pendant la période ON (αT) et diminue avec la tension - (V_0 - V_2) pendant que le commutateur est ouvert (1 - α) T .Par conséquent, l'ondulation du courant iL_3 d'inductance est :

$$\Delta i_{L3} = \frac{V_2}{L_3} \alpha T = \frac{V_0 - V_2}{L_3} (1-\propto) T \quad \textbf{(II. 66)}$$

La relation qui donne la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est

$$V_0 = \frac{1}{1-\propto} V_2 = (\frac{1}{1-\propto})^2 V_1 = \left(\frac{1}{1-\propto}\right)^3 V_{in} \quad \textbf{(II. 67)}$$

Donc le gain de transfert de tension est :

$$G = \frac{V_0}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-\propto}\right)^3 \quad \textbf{(II. 68)}$$

De façon analogue, les courants dans les inductances L_1, L_2 et L_3 sont :

$$\begin{cases} I_{L1} = \dfrac{I_0}{(1-\propto)^3} \\ I_{L2} = \dfrac{I_0}{(1-\propto)^2} \\ I_{L3} = \dfrac{I_0}{(1-\propto)} \end{cases} \quad \textbf{(II. 69)}$$

D'où les ondulations de ces courants sont :

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \dfrac{V_{in}}{L_1} \alpha T \\ \Delta i_{L2} = \dfrac{V_1}{L_2} \alpha T \\ \Delta i_{L2} = \dfrac{V_2}{L_3} \alpha T \end{cases} \quad \textbf{(II. 70)}$$

Par conséquent, le rapport de variation du courant iL_1 à travers l'inductance L_1 est :

$$\varepsilon_1 = \frac{\frac{\Delta i_{L1}}{2}}{I_{L1}} = \frac{\alpha(1-\alpha)^3 T * V_{in}}{2L_1 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^6}{2} \frac{R}{FL_1} \quad \textbf{(II. 71)}$$

Le rapport de variation du courant iL2 à travers l'inductance L2 est :

$$\varepsilon_2 = \frac{\frac{\Delta i_{L2}}{2}}{I_{L2}} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 T * V_{in}}{2L_2 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^4}{2} \frac{R}{FL_2} \quad \textbf{(II. 72)}$$

Le rapport de variation du courant iL3 à travers l'inductance L3 est :

$$\varepsilon_3 = \frac{\frac{\Delta i_{L3}}{2}}{I_{L3}} = \frac{\alpha(1-\propto) T * V_{in}}{2L_3 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2} \frac{R}{FL_3} \quad \textbf{(II. 73)}$$

Et le rapport de variation de la tension de sortie V_0 est :

$$\varepsilon = \frac{\frac{\Delta v_0}{2}}{V_0} = \frac{1-\alpha}{2R * F * C_3} \quad \textbf{(II. 74)}$$

II.2.1.7. Circuit Additionnel de boost Élémentaire (Double)

Ce circuit additionnel de boost élémentaire est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant DEC. Son circuit est montré sur le schéma (Fig. II.10). La tension à travers le condensateur C_1 et C_{11} est chargée à V_1 et la tension à travers le condensateur C_{12} est chargée à V_0 =2 V_1. Le courant iL_1 traversant l'inductance L_1 augmente avec la tension Vin pendant la période ON αT et diminue avec la tension - (V_1 - V_{in}) pendant la période off (1 -α) T .Par conséquent :

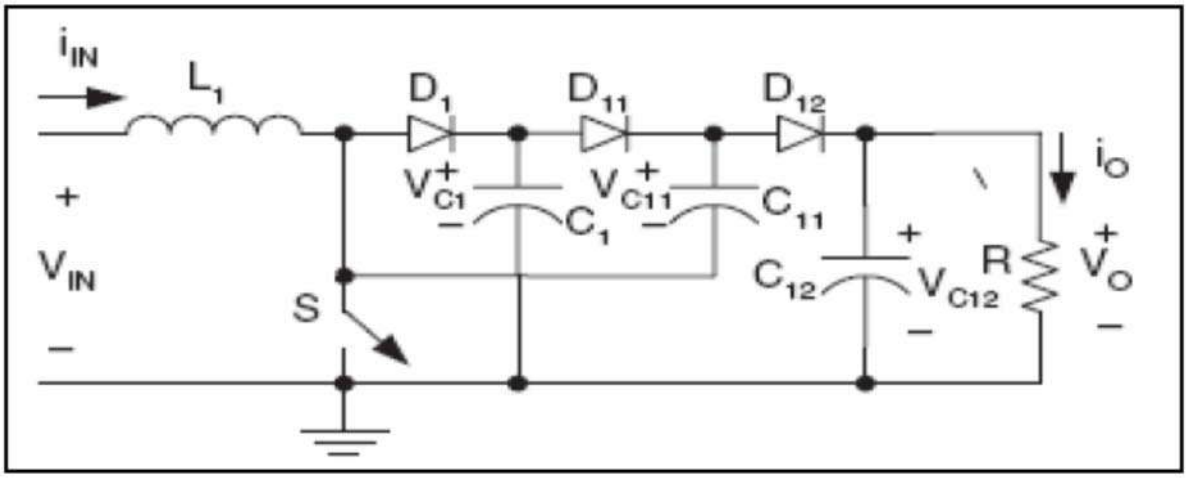


Fig. II.10. Schéma du circuit élémentaire de boost.

L'ondulation du courant de l'inductance L_1 est :

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1}\alpha T = \frac{V_1 - V_{in}}{L_1}(1-\alpha)T \quad \textbf{(II. 75)}$$

Avec$V_1 = \frac{1}{1-\propto} V_{in}$

La tension de sortie est donné en fonction de la tension d'entrée par :

$$V_0 = 2V_1 = \frac{2}{1-\propto} V_{in} \quad \textbf{(II. 76)}$$

Et la relation des courants est donné par :

$$i_{in} = I_{L1} = \frac{2}{1-\propto} I_0 \qquad \textbf{(II.77)}$$

Le rapport de variation du courant iL_1 à travers l'inductance L_1 est

$$\varepsilon_1 = \frac{\frac{\Delta i_{L1}}{2}}{I_{L1}} = \frac{\alpha(1-\propto)T * V_{in}}{4L_1 I_0} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{8}\frac{R}{FL_1} \qquad \textbf{(II. 78)}$$

L'ondulation de la tension de sortie V_0est

$$\Delta v_0 = \frac{\Delta Q}{C_{12}} = \frac{I_0(1-\alpha)T}{C_{12}} = \frac{1-\alpha}{FC_{12}}\frac{V_0}{R} \qquad \textbf{(II. 79)}$$

Par conséquent, le rapport de variation de la tension de sortie V_0est

$$\varepsilon = \frac{\frac{\Delta v_0}{2}}{V_2} = \frac{1-\alpha}{2R * F * C_{12}} \qquad \textbf{(II. 80)}$$

Les rapports de gain de tension des topologies précédentes sont donnés en fonction du rapport cyclique comme le montre la (Fig. II.11) :

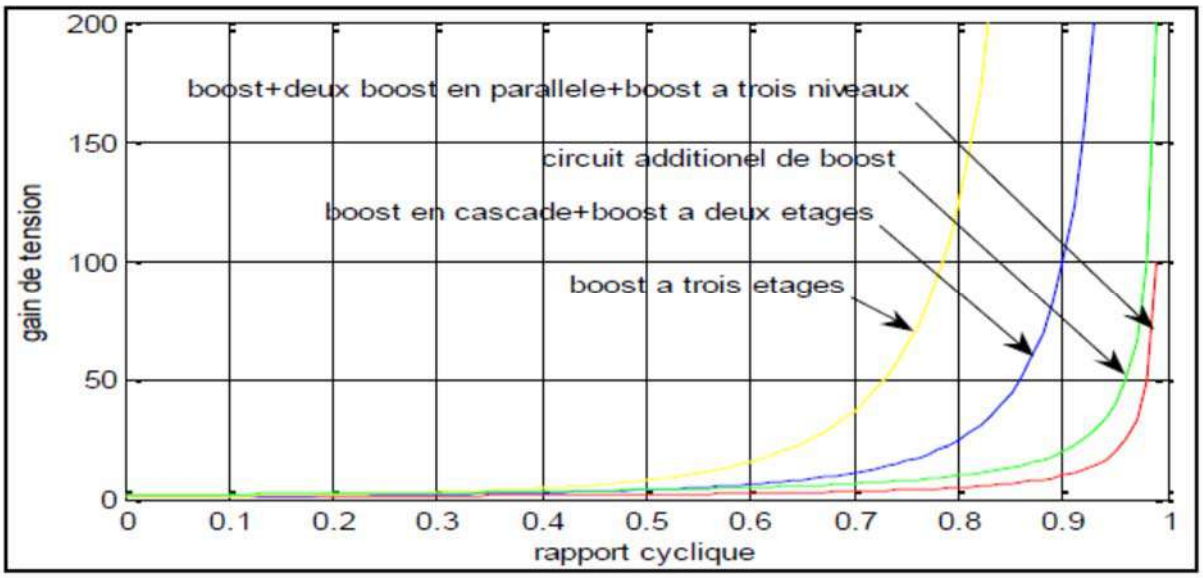


Fig. II.11.le gain de la tension en fonction du rapport cyclique.

Donc toutes ces topologies sont non isolée (aucune isolation entre la sortie et l'entrée), il existe d'autres topologies là ou la sortie est isolée à l'entrée par un transformateur (les topologies isolées) qu'on peut citer parmi aux :

II.2.2. Topologies isolées [17]

Cette topologie du convertisseur DC-DC est une prolongation du convertisseur boost conventionnel. Dans ce cas-ci les côtés d'entrée et de sortie du convertisseur sont isolés par un transformateur. La fonction du transformateur est non seulement d'isoler les raisons de l'entrée et de la sortie, mais de fournir également la majeure partie du gain de tension du convertisseur.

II.2.2.1.Convertisseur boost conventionnel de deux inducteurs [18]

Le schéma de circuit de ce convertisseur est montré sur la (Fig. II.12). Le principe d'opération de ce convertisseur est que les deux commutateurs sont maintenus fermés afin de stocker l'énergie dans les inductances L1 et L2 ; les commutateurs sont arrêtés, un après l'autre, ainsi l'énergie est transférée à la charge par l'intermédiaire du transformateur. Comme on peut le constaté sur le schéma II.12, le convertisseur se compose de deux commutateurs, de deux inductances, d'un transformateur, pont de diode et de condensateur de sortie.

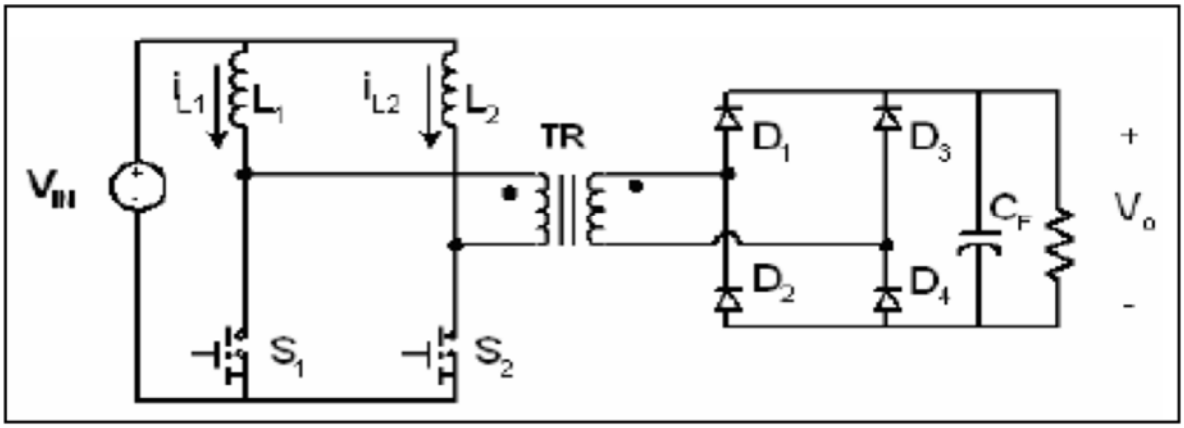


Fig. II.12. Convertisseur boost conventionnel de deux inducteurs.

Dans ce cas-ci, nous relient deux convertisseurs boost en parallèle. Les commutateurs S1 et S2 fonctionnent alternativement afin d'inverser la tension DC D'entrée pour obtenir une vague carrée sur les bornes d'entrée du transformateur. Cette tension est alors intensifiée par le transformateur et alors rectifiée par le redresseur double alternance à la pièce secondaire du circuit. Bien que la majeure partie du gain de tension du convertisseur soit due au transformateur, la présence des inducteurs L_1 et L_2 d'entrée produit un petit gain de la même manière comme dans un convertisseur boost. Le rapport de conversion de tension est donné par :$M(\propto) =$

$$\frac{n}{1-\propto} \qquad (\mathbf{II.81})$$

Là où n sont le rapport de transformation et le D est le rapport cyclique. Le rapport cyclique est défini comme durée des modes 1 ou 3 (le schéma II.13).

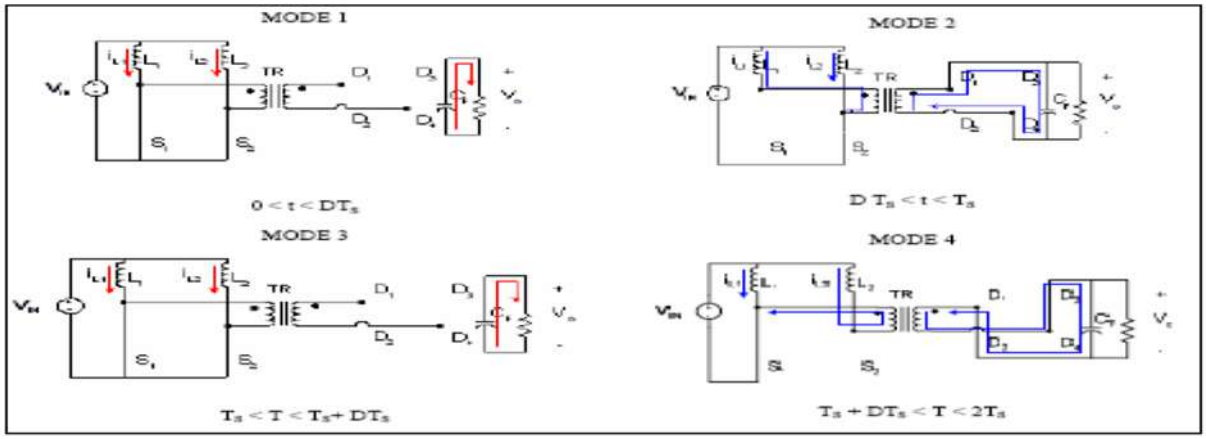


Fig. II.13. Modes d'opération de boost à Deux inductance.

L'inconvénient de cette topologie est l'effort élevé de commutateur et son incapacité de régler la charge avec la commande de fréquence constante. La solution pour ce problème est d'ajoute un transformateur auxiliaire avec un rapport de tours d'unité pour coupler les chemins des courants de boost à deux inductances, de sorte que les deux inductances conduisent les courants identiques. En raison de cet effet courant de miroir du transformateur auxiliaire, aucune énergie n'est stockée dans les inductances quand il n'y a aucun recouvrement de temps de conduction des deux commutateurs, c.-à-d., quand α=0.

II.2.2.2. Convertisseur boost isolée de plein-pont (Isolated full-bridge boost converter) [17]

Le schéma II.14 montre le type de convertisseur boost isolée de base en pont .Dans le convertisseur boost conventionnel, un transformateur est présenté entre le commutateur principal et le redresseur de sortie. Puis, le commutateur simple est remplacé avec la configuration de plein pont. En autre, le côté secondaire du transformateur a la configuration de redresseuse double alternance au lieu du redresseur simple de sortie.

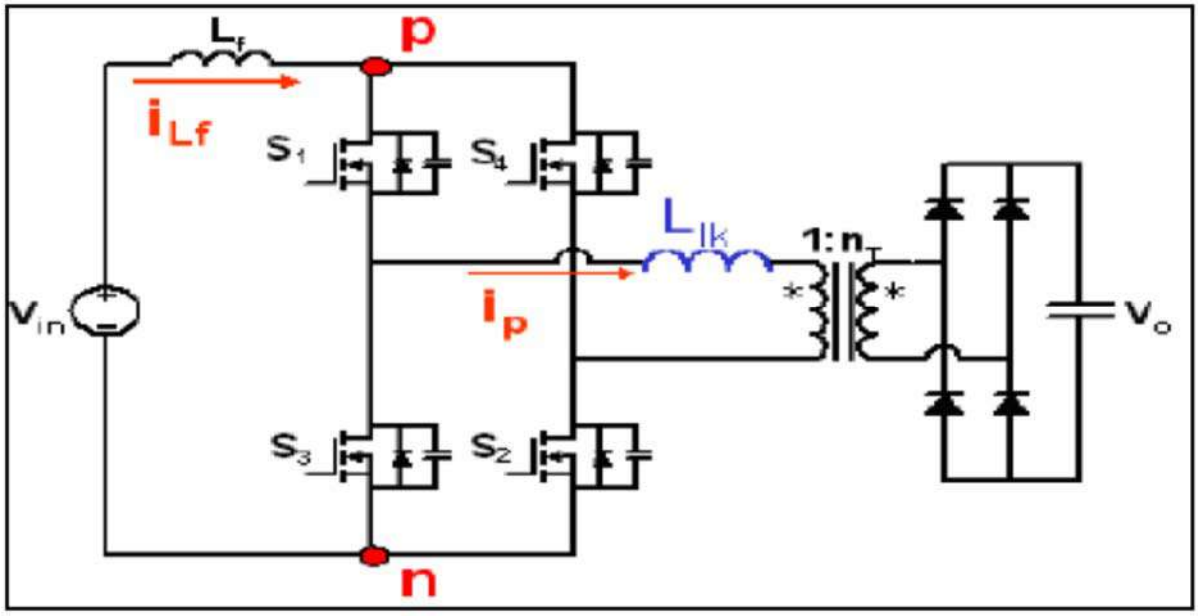


Fig. II.14.Convertisseur boost isolée en plein pont.

Premièrement, quand les quatre commutateurs de pont S1-S4 s'allument en même temps, le courant par l'inductance d'entrée de boost augmente. Puis, deux commutateurs diagonaux S1 et S2 ou S3 et S4 des commutateurs de pont sont arrêtés et, alternativement, une tension est exercée dans le côté primaire du transformateur. La tension reflétée dans le côté secondaire du transformateur pousse les deux diodes diagonales D1 et D2 ou D3 et D4, vers se tourner dessus, et le courant de côté secondaire du transformateur coule dans la charge.
Quand le convertisseur boost d'isolement est utilisé, la grande opération de rapport cyclique peut être évitée en ajustant le rapport de tours du transformateur. En autre, l'effort de tension des commutateurs de pont est réduit comparée avec celui du convertisseur boost non isolée. Un transistor MOSFET d'estimation de basse tension peut être placé dans le pont de côté primaire pour réduire la perte de conduction.

De la, la taille de l'inductance d'entrée peut être réduite parce que la fréquence d'ondulation du courant par ces inductances est deux fois plus haute que la fréquence de commutation. Cependant, quand le convertisseur fonctionne de la manière expliquée dans ce qui précède, les commutateurs du pont montre que la grande commutation d'allumage et de s'éteignement se fait dans la condition de commutation dure. Se qui fait que le courant par le redresseur de sortie fonctionne en mode de conduction continu (CCM), le redresseur de sortie éprouverait les pertes.

Donc la tension VPN à travers le pont de côté primaire voit la pointe de tension dû à l'inductance de fuite du transformateur quand deux commutateurs diagonaux s'éteignent, qui excentreraient l'effort réduit de tension des commutateurs de pont.

II.2.2.3. Convertisseur boost actif bride de plein-pont (Active clamp full-bridge boost converter) [17]

Afin de résoudre les problèmes mentionnés ci-dessus, un convertisseur boost actif bride de plein pont (**Active clamp full-bridge boost converter ACFBC**) a était proposé comme le montre la (Fig. II.15). Ce convertisseur a fondamentalement la même configuration comme le convertisseur boost d'isolement proposé dans la (Fig. II.15) excepté la branche active de bride qui montre l'opération différente comparée avec le convertisseur boost d'isolement.

Premièrement, quand tout le pont commute S1 - S4 s'allument, le courant par l'inductance Lin d'entrée augmentent. Puis, deux commutateurs diagonaux S1 et S2 ou S3 et S4 s'éteignent et le SC de commutateur de bride s'allume avec du petit temps mort. Dans cet instant, le courant par l'inductance d'entrée essaye d'aller au commutateur de bride au lieu de traverser les commutateurs de pont puisqu'il n'y a aucun courant initial dans l'inductance de fuite du transformateur. En conséquence, le condensateur Cc de bride est chargé par le courant de triangle déterminé par le courant de l'inductance d'entrée.

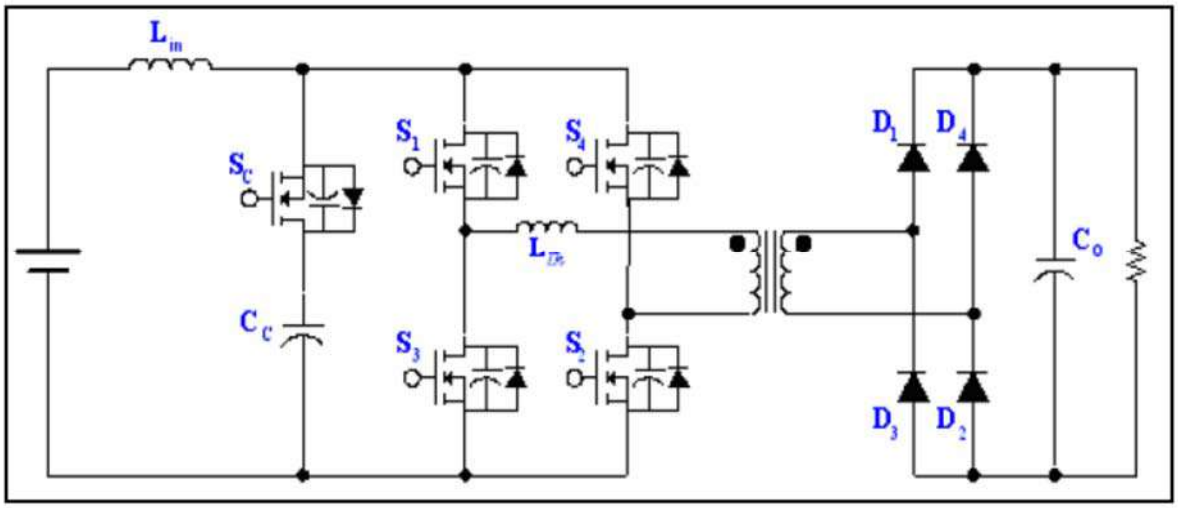


Fig. II.15. Convertisseur boost actif bride de plein pont.

Pendant la période d'arrêt de deux commutateurs diagonaux, le courant par les commutateurs de pont de côté primaire commence à augmenter à partir du courant zéro à deux fois plus grand que le courant moyen d'inductance d'entrée. Le courant est reflété dans le côté secondaire du transformateur et coule dans la charge.

À côté de cette opération unique, le courant par le redresseur de côté secondaire fonctionne en mode de conduction discontinu (DCM), ayant pour résultat de réduite au minimum la perte reliée par rétablissement renversé. Tous les commutateurs dans le côté primaire peuvent réaliser l'opération de la commutation zéro de tension (ZVS) pendant la transition de commutation, qui réduit la perte de commutation dans le côté primaire. En autre, la tension VPN à travers le pont de côté primaire est maintenue par la branche active de bride causant l'effort de tension d'être réduit au minimum.

Afin d'identifier les variables de conception, premièrement, le rapport de conversion de tension de ACFBC est dérivé en basons sur le fonctionnement du convertisseur.

$$M = \frac{v_0}{v_{in}} = n_T \frac{1}{(1-\alpha)} \frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{16 L_K F_s}{\left(\frac{R_L}{n_T^2}\right)(1-\alpha)^2}}} \qquad (\mathbf{II.82})$$

On montre que le rapport de conversion de tension est influencé par la résistance RL de charge aussi bien que par le rapport cyclique α, qui peut être trouvé dans un convertisseur fonctionnant dans DCM. Le rapport de transformation du transformateur nT, l'inductance en série LK, et la fréquence FS de commutation auront un effet sur le rapport de conversion de tension.

Depuis la condition de charge, la gamme de tension d'entrée et la tension de sortie sont déjà définies par les spécifications, les variables de conception sont facilement identifiées comme le rapport de transformation, l'inductance en séries et fréquence de commutation. Les variables de conception détermineront l'importance de tension VC de bride par l'intermédiaire du coefficient d'utilisation et de chaîne de ZVS.

En autre, la tension de bride dicte l'effort de tension des commutateurs de côté primaire, à leur tour, influencera sur la perte de conduction et la perte de commutation.

Quand le rapport de transformation du transformateur est assumé en tant que 1 dans la condition que la tension d'entrée est 24 V, la tension de sortie est 220 V et l'e rendement est 92%, l'inductance d'entrée doit manipuler environ 20 A du courant moyen. Dans ce cas-ci, le redresseur de sortie doit porter un courant de pointe de deux fois plus élevé que l'inductance d'entrée, ayant pour résultat le grand effort courant dans le côté secondaire. D'autre part, la tension de sortie de 220 V est directement reflétée dans le côté primaire et en conséquence l'effort de tension des commutateurs de côté primaire est également augmentée. Vu cet exemple extrême, le rapport de transformation devrait être choisi aussi grand que possible

pour réduire l'effort de tension des commutateurs primaires et l'effort courant de la diode secondaire.

$$M = \frac{v_0}{v_{in}} \approx n_T \frac{1}{(1-\alpha)} @RL = \infty \qquad \textbf{(II. 83)}$$

La tension de condensateur de bride est exercée à l'inductance d'entrée quand les deux commutateurs de pont sont arrêtés et le commutateur SC de bride est allumé. Par conséquent la tension de condensateur de bride est dérivée en utilisant:

$$v_c = \frac{v_{in}}{1-\alpha(L_K F_s)} \qquad \textbf{(II. 84)}$$

II.2.2.4. Convertisseur boost du ZCS Plein pont (Full-bridge ZCS boost converter) [17]

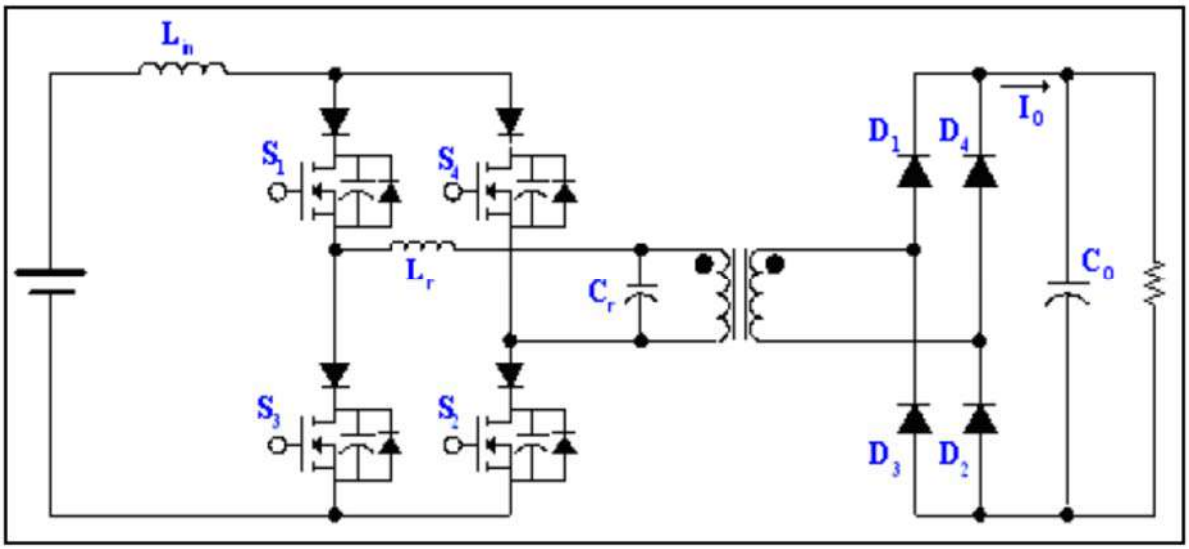


Fig. II.16. Convertisseur boost du ZCS Plein-pont

(Fig. II.16) montre un convertisseur boost de la commutation zéro courant en plein pont (ZCS) où chaque commutateur dans le côté primaire a une diode en reliée série pour bloquer un courant renversé par la diode de corps du commutateur. Chaque commutateur dans le côté primaire peut fonctionner dans l'état de ZCS avec la commande constante PWM du déphasage de fréquence, ayant pour résultat la basse perte de commutation. En autre, le courant par le redresseur de sortie commute naturellement et la perte reliée par rétablissement renversé peut être réduite au minimum ainsi.

Le courant par l'inductance résonnant L_r est maintenu par le courant d'inductance d'entrée et la tension à travers le C_r condensateur résonnant est limitée par la tension reflétée de sortie.
Pendant la période indépendante, la tension à travers le condensateur résonnant change sa polarité par la résonance entre L_r et C_r tandis que le courant par l'inductance résonnant va au zéro d'une mode résonnante, permettant au courant par le redresseur de sortie de commuter naturellement. L'inductance de fuite et la capacité parasite du transformateur peut être incorporée à l'inductance résonnant et au condensateur résonnant.

Cependant, le convertisseur boost du plein pont ZCS éprouve la grande perte de conduction due à la diode en série reliée dans le côté primaire parce que la chute de tension de la diode est beaucoup plus grande que la sur-résistance du transistor MOSFET utilisée comme commutateur de pont. En outre, l'énergie de circulation serait en raison accru de la grande période indépendante, qui augmentera la perte de conduction dans le côté primaire.
Parmi toutes ces topologies isolées de boost, le convertisseur boost actif de plein pont de bride a la perte totale inférieure bien que plus de transistors MOSFET soient utilisés.

II.3.Dimensionnement du convertisseur boost

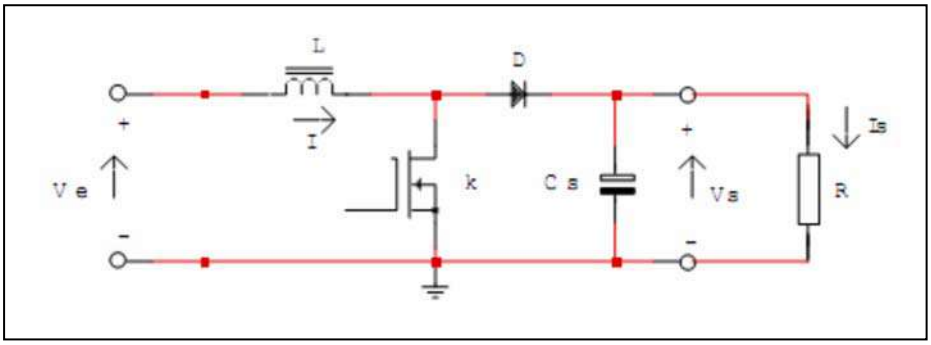


Fig.II.17 : Schéma principe d'un convertisseur boost

A partir du cahier de charge de notre travail, et on utilisant les relations des déférentes composant du hacheur boost montre dans son étude théorique on peut dimensionner ce dernier. On a la relation qui donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée et du rapport cyclique **α :**

$$v_s = \frac{v_e}{1-\alpha} \quad \textbf{(II.85)}$$

Et comme Ve=12*N et Vs =220V, on peut déduire la relation donnant le nombre de batteries N en fonction du rapport cyclique α et qui est donné comme suit :

$$N = \frac{v_s}{12}(1-\propto) \quad \textbf{(II.86)}$$

On remplaçant Vs par sa valeur dans la relation président on trouve que :

$$N = 18.33(1-\propto) \quad \textbf{(II.87)}$$

On sait que $0\langle\alpha\langle 1$, donc on peut donner à partir de la relation président la courbe qui donne N en fonction de α

Et on sait aussi que le boost a un rapport cyclique grand pour avoir un bon rendement ,et on veut limiter le nombre de batteries, donc pour **N= 6** on trouve que **α**=0.67**.**se qui nous donne 6 batteries pour avoir une tension de sortie de 220V. Ce qui nous donne une tension d'entrée Ve=72V.

Pour le courant d'entré, on peut le calculer a partir de la relation suivante :

$$\eta = \frac{v_s * i_s}{v_e * i_e} \quad \textbf{(II.88)}$$

On remplace I_s=15Aqui est le courant de sortie, Vs et Ve par leurs valeurs dans (**II. 88**) et on prenant le rendement typique de ce convertisseur boost qui est de 80% on trouve :

$$i_e = \frac{220 * 15}{72 * 0.8} = 57.3A$$

On a choisi une ondulation de 1% de ce courant, d'où ΔI_L=0.57A.

On calcule la valeur de **L** par la relation suivant :

$$L = \frac{\propto * i_s}{F * \Delta_i} \quad \textbf{(II.89)}$$

Pour une fréquence de découpage de 10 KHz, on trouve que **L= 84.63*10-4H.**

$$c = \frac{\alpha * i_s}{F * \Delta_v} \quad \textbf{(II.90)}$$

Pour ΔV=1V et la même fréquence, on trouve **C=10.05*10-4 F.** avec **F=10KHZ**

II.3.1.Paramètre d'un régulateur PI

Lorsque les composants de puissance harmonique et réactive, le condensateur DC la tension V_{dc} varie. Par conséquent, V_{dc}est également détecté et réglementé à une valeur de référence afin d'établir un Énergie auto-suffisante au bus DC.

La boucle de régulation consiste en la comparaison de la tension mesurée avec la tension de référence, en admettant que la fonction du système à contrôler est donnée par **[19]-[20]:**

$$G_s = \frac{V_s^2}{V_{dc-ref} * C_{dc} * s} \quad \textbf{(II.91)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée utilisant un régulateur PI est donnée par:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) * \left(\frac{V_s^2}{V_{dc-ref} * C_{dc} * s}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) * \left(\frac{V_s^2}{V_{dc-ref} * C_{dc} * s}\right)} \quad \textbf{(II.92)}$$

Le développement de cette équation donne :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{\frac{K_p * V_s^2}{V_{dc-ref} * C_{dc}} * s + \frac{K_i}{V_{dc-ref} * C_{dc}}}{s^2 + \frac{K_p * V_s^2}{V_{dc-ref} * C_{dc}} * s + \frac{K_i * V_s^2}{V_{dc-ref} * C_{dc}}} \quad \textbf{(II.93)}$$

Une équation caractéristique du second ordre du système en boucle fermée est déduite:

$$s^2 + 2\varepsilon w_n s + w_n^2 = 0 \quad \textbf{(II.94)}$$

Où :

$$w_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon K_i}{V_{dc-ref} * C_{dc}}} \quad , \varepsilon = \frac{K_p * V_s}{2\sqrt{K_i * V_{dc-ref} * C_{dc}}} \quad \textbf{(II.95)}$$

Ona :

$$s^2 + 4694.34 * s + 633058.92$$

On pose:

$$w_n = 795.65 \quad , \quad \varepsilon = 2.95$$

De (12), le coefficient proportionnel et intégrateur Kp, Ki du contrôleur peut être déduit :

$$K_p = \frac{2\varepsilon K_i}{w_n} \quad , \quad K_i = \frac{w_n^2 * V_{dc-ref} * c_{dc}}{V_s^2} \quad \textbf{(II.96)}$$

$$K_p = 0.2 \quad , \quad K_i = 27$$

II.4.commande et simulation du hacheur Boost

Le schéma de la (Fig. II.18) représente le convertisseur boost conventionnel sou matlab simulink

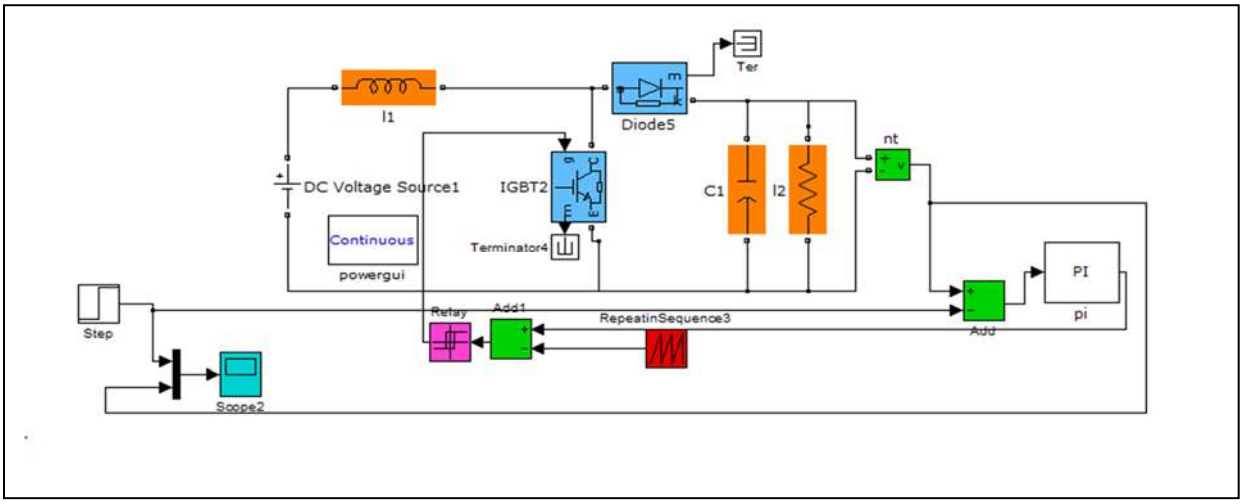


Fig. II.18.schéma d'un hacheur boost sou matlab simulink

II.4.1.Le résultat de la tension de la simulation

Les résultats de la tension de sortie sont donnée par :

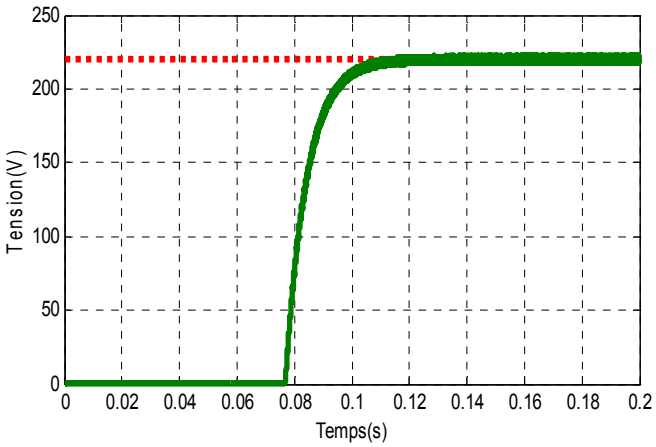


Fig. II.19.tension de sortie d'un hacheur boost avec Résistance R=15Ω

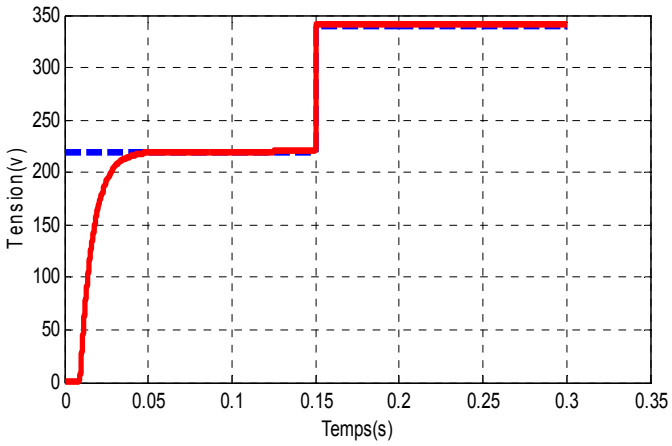


Fig. II.20.tension de sortie d'hacheur boost à vide

On remarque que la tension de sortie est suivie avec la référence ce qui lui a donné

$v_{ref} = 220V$

II.3.Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les convertisseurs continu-continu non isolés et isolée classiques. Le rapport de transformation du convertisseur Boost est plus élevé que les autres structures classiques, même si on ajoute les éléments parasites des composants.

Ensuite pour le Boost, on a montré que l'on peut segmenter en entrée (structure entrelacée à deux cellules élémentaires) et en sortie (structure à trois niveaux). Le convertisseur entrelacé permet de diminuer la contrainte en courant pour les composants semi-conducteurs, mais le convertisseur à trois niveaux peut réduire la contrainte en tension des semi-conducteurs à moitié de celle du Boost. Ils peuvent tous les deux doubler la fréquence apparente du courant d'entrée, d'où la réduction de l'ondulation du courant d'entrée.

Chapitre III

Synthèse sur les convertisseur DC/DC multi-entrée multi-sortie

III.1.Introduction

Dans ce dernier chapitre nous présenterons le ceour de cette thèse à savoir le convertisseur DC/DC a plusieurs entrées, plusieurs sorties

Nous avons présenté dans la première partie de ce chapitre les convertisseurs multi-entrées qui sont :

- Convertisseur multi-entré (Buck-Boost)
- Convertisseur multi- entré (flayback)
- Convertisseur de retour à entrées multiples avec transformateur à enroulements multiples

Et dans la deuxième partie nous avons traité les défirent type du convertisseur multi-sortie qui sont :

- Convertisseur DC-DC à trois sorties
- Convertisseur DC / DC à demi-pont à trois ports
- Convertisseur bidirectionnel triphasé DC / DC à demi-pon
- Convertisseur DC / DC biprocesseur à demi-pont, demi-pont réduit

III.2. Convertisseurs multi-entrées mono sortie

III .2.1. Convertisseur multi-entré (Buck-Boost)

Comme le montre la (Fig.III. 1), une topologie intégrée multi-entrée Permettent plusieurs sources d'entrée. La topologie est capable d'interfacer des sources de tension différente Caractéristiques à une charge commune, tout en obtenant un faible nombre de composants.

L'openloop circuit a été étudiée pour prouver que le port de sortie peut être Sur la commande de valeur de cycle de service des commutateurs unidirectionnels actifs. Les modes de fonctionnement Tant le mode de conduction continue (CCM) que le mode de conduction discontinu (DCM) ont été Analysé pour obtenir des relations de gain de tension. Cependant, la tension de sortie est inversée en ce qui Est une topologie non isolée, qui ne peut pas répondre à l'exigence d'isolement pour certaines Critiques. **[21]**

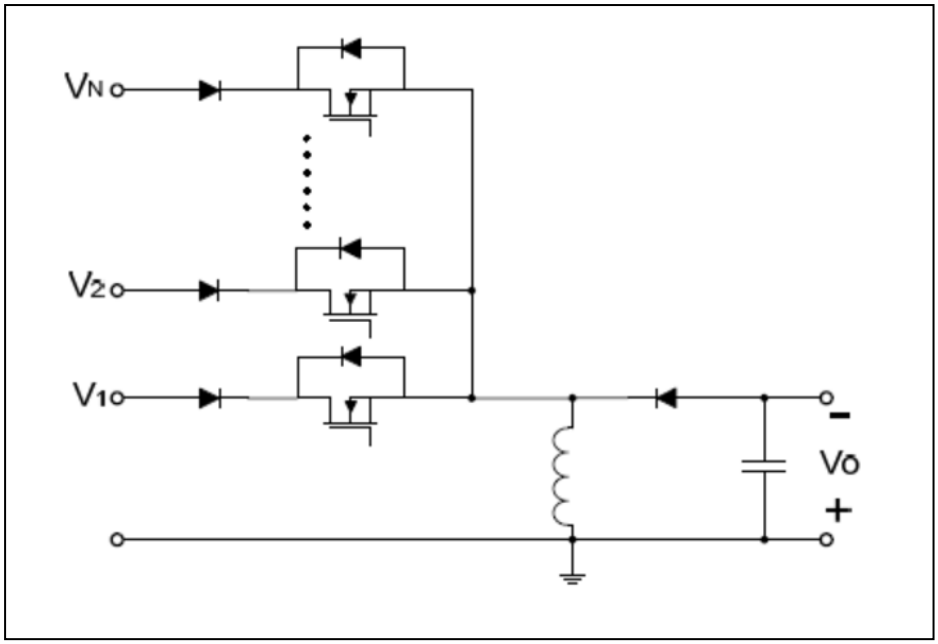


Fig.III.1 : convertisseur multi-entré (Buck-Boost)

III.2.2.Convertisseur multi- entré (flayback)

Par conséquent, une version isolée de la topologie mentionnée ci-dessus nommée en tant que flyback à entrées multiples à été proposé, ce qui est illustré à la (Fig.III. 2) La tension de sortie La polarité est la même que l'entrée, et l'isolement de sortie est atteint. **[22], [23]**

Il est montré mathématiquement que le Idéalisé peut accueillir des commandes d'alimentation arbitraires pour chaque source d'entrée Maintenir une tension de sortie prescrite. La budgétisation de l'énergie est démontrée expérimentalement Réel dans diverses circonstances, y compris un convertisseur à deux entrées (solaire et alimenté en ligne) système. Un exemple de commande en boucle fermée impliquant un suivi simultané de la tension de sortie et Le suivi de consigne de la matrice solaire montre qu'un système autonome est réalisable. **[24]**

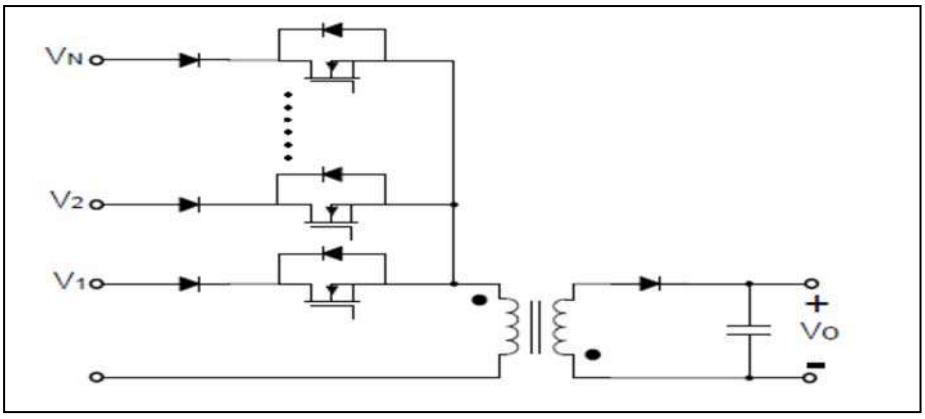


Fig. III.2 : Convertisseur multi-entré (flayback)

III.2.3. Convertisseur de retour à entrées multiples avec transformateur à enroulements multiples

Ce transformateur à enroulement simple peut être remplacé par un transformateur à enroulements multiples Pour permettre une plage de tension d'entrée plus souple. Cette topologie, comme le montre la (Fig.III. 3), est Un système de production d'électricité à émission nulle qui a deux sources d'entrée: une source solaire et une entrée secteur.

Les caractéristiques statiques et dynamiques de ce convertisseur ont été 18 étudié. Les limites de la stabilité sont clarifiées en fonction des caractéristiques dynamiques. C'est a démontré que si les paramètres du circuit sont conçus de manière adéquate, le convertisseur Stable et utile. **[24]**

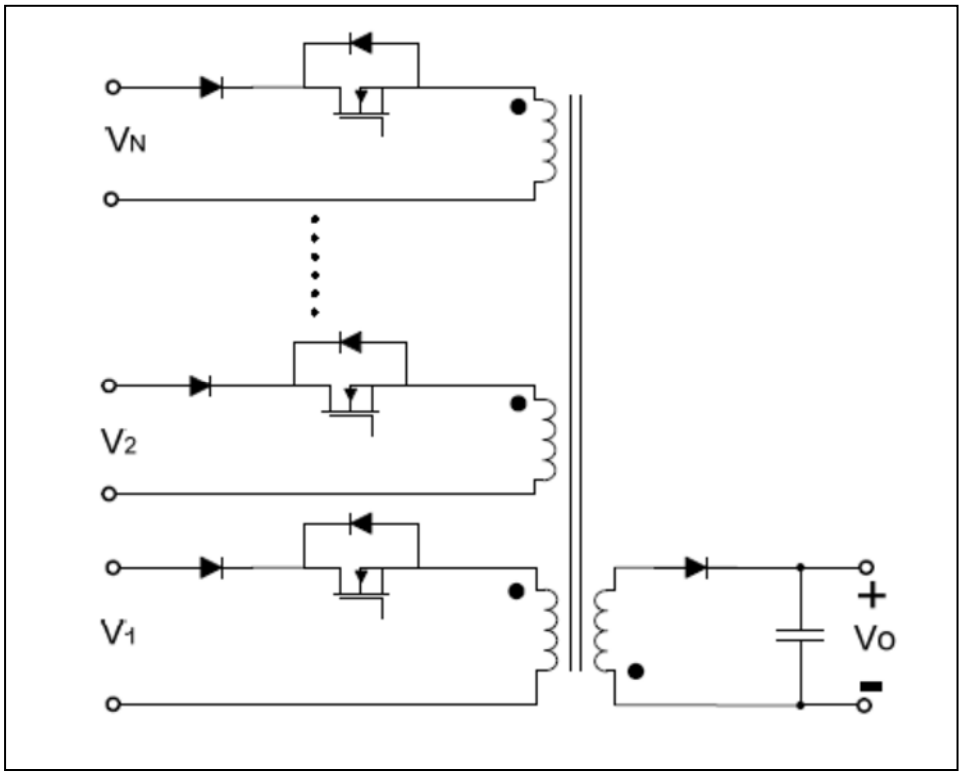


Fig. III.3 : Convertisseur de retour à entrées multiples avec transformateur à enroulement Multiple

III.2.4.Convertisseur DC / DC à courant continu alimenté en courant à deux entrées

Comme dans la (Fig.III.4), un convertisseur DC /DC à entrées multiples basé sur l'additivité du flux en utilisant un multi-enroulement Transformateur est proposé dans **[24].**Avec la modulation de largeur d'impulsion déphasée (PWM), Ce convertisseur peut tirer la puissance de deux sources de courant continu différentes et le livrer à la charge Individuellement ou simultanément. L'inconvénient majeur de cette configuration est qu'elle utilise trop Les commutateurs actifs et les circuits de commande associés, ce qui ne justifie pas l'avantage de Le nombre de composants et la structure compacte pour le convertisseur intégré.

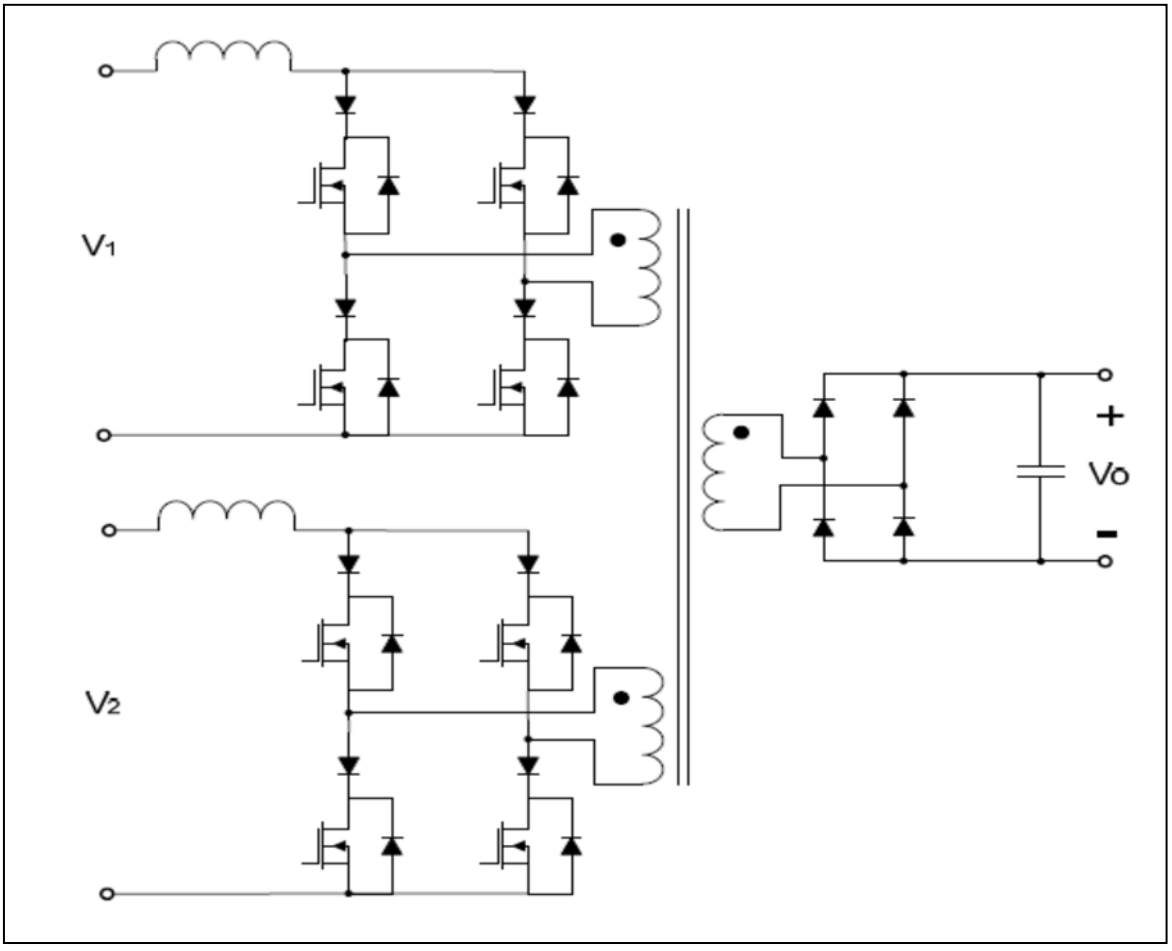


Fig. III.4 : Convertisseur DC / DC à courant continu alimenté en courant à deux entrées

convertisseur DC / DC à courant continu alimenté en courant à deux entrées En résumé, les commutateurs principaux dans ces convertisseurs multi-entrées mentionnés ci-dessus ne peuvent pas atteindre (ZVS), ce qui peut gêner leurs applications pour des fréquences de commutation élevées Pour réduire davantage la taille et le poids du convertisseur.

Mais surtout, pour le pouvoir Lorsque le secteur n'est pas disponible, une batterie doit être installée pour Fournir le pouvoir déficitaire lorsque les sources renouvelables ne peuvent pas générer assez de puissance. En ordre Pour interconnecter la batterie, au moins un port bidirectionnel est nécessaire à partir de l'interface multi-ports.

Tous les convertisseurs multi-entrées susmentionnés ne peuvent pas atteindre cet objectif dans une topologie. Par conséquent, les convertisseurs multiports ayant le port bidirectionnel sont nécessaires pour périphérique de stockage. **[25]**

III.2.5.Commande d'un convertisseur DC/DC à trois entrées mono sorties (Circuit proposé)

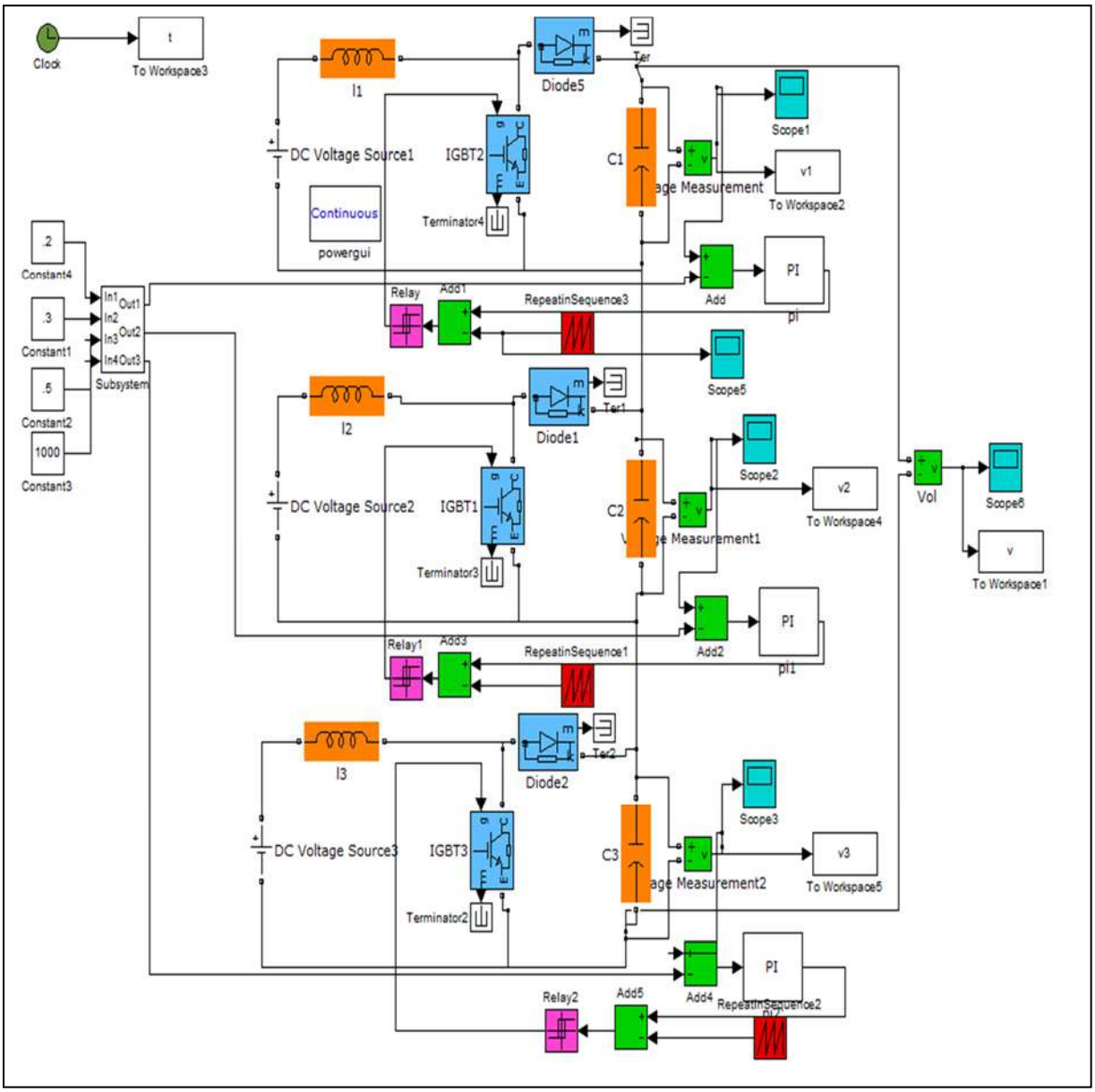


Fig.III.5.convertisseur DC/DC à trois entrées mono sorties sous matlab Simulink

III.2.6.Résultat de la simulation à quatre étages

Les résultats de la tension de la sortie son donnée toujours pour la même dimensionnement

Président

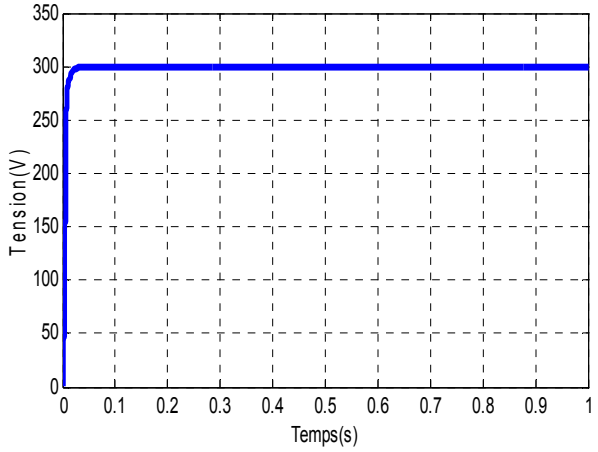


Fig.III.6.tension de sortie de l'étage 1

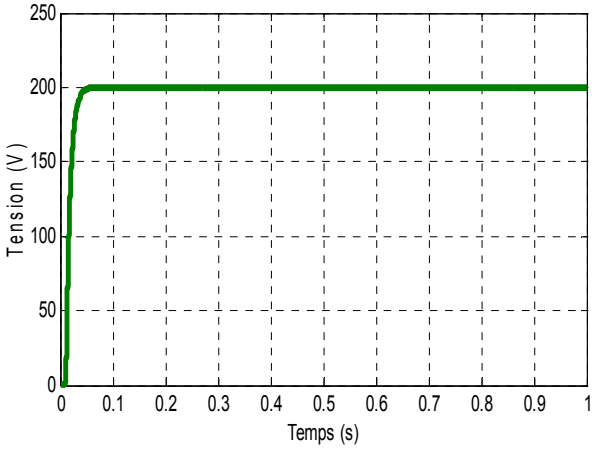


Fig.III.7.tension de sortie de l'étage 2

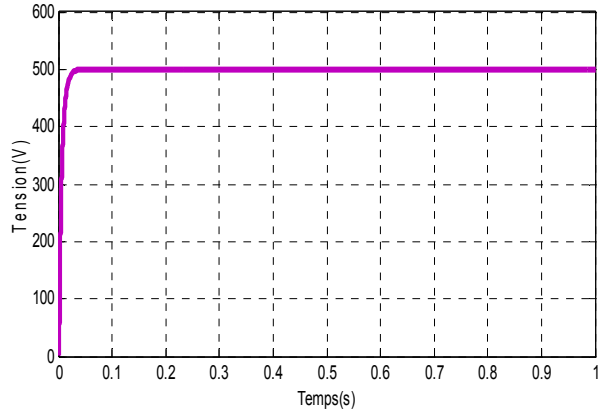


Fig.III.8.tension de sortie de l'étage 3

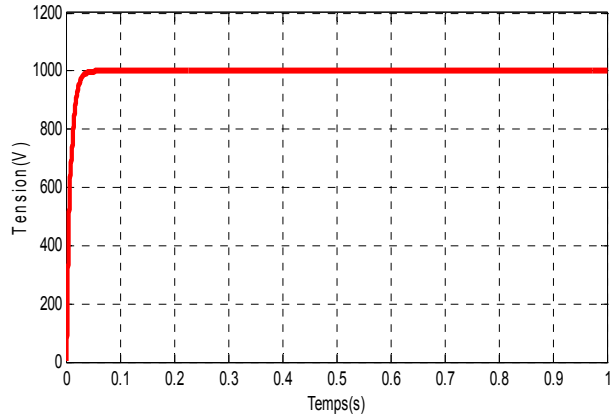


Fig.III.9.tension du sortie globale

On remarque que la tension de sortie de chaque étage et suivie la référence ce qui lui a donné

La tension de sortie globale égale la somme de trois tensions de sortie (étage 1, 2,3)

III.3.Convertisseur multi-sortie mono entrée

III.3.1.Convertisseur DC-DC à trois sorties

Comme le montre la (Fig.III. 10), un convertisseur DC-DC à trois ports a été proposé pour avoir Bidirectionnelle et ZVS. Il est basé sur des cellules de pont complet qui permettent

Puissance dans chaque port. Une telle configuration facilite l'adaptation de différents niveaux de tension Dans le système global par le transformateur à enroulements multiples.

La conception du transformateur était optimale Afin d'incorporer les inductances de fuite comme l'exige la topologie pour La commande de déphasage. En outre, pour le convertisseur à trois ports, un contrôle basé sur la boucle PI double Est proposée pour obtenir une tension de sortie constante et une gestion du flux de puissance. Ce Topologie a été vérifiée à l'aide d'un système hybride de piles à combustible et de super-condensateurs pour Réponse lente transitoire d'une pile de pile à combustible. **[26]**

Un travail similaire a été fait en prenant la même topologie pour interface 14V et 42V bus à Le bus haute tension pour véhicules électriques hybrides (HEV). Outre le contrôle de déphasage La gestion du flux d'énergie entre les ports, l'utilisation de la commande de cycle de service pour l'optimisation Le comportement du système est examinée.

L'analyse dynamique et la conception de contrôle associée sont Présentées. Un modèle de convertisseur axé sur le contrôle est développé et les diagrammes de bode de la sortie de contrôle Les fonctions de transfert sont données. Une stratégie de contrôle avec le flux de puissance découplé La gestion est mise en œuvre pour obtenir une réponse dynamique rapide. **[25]**

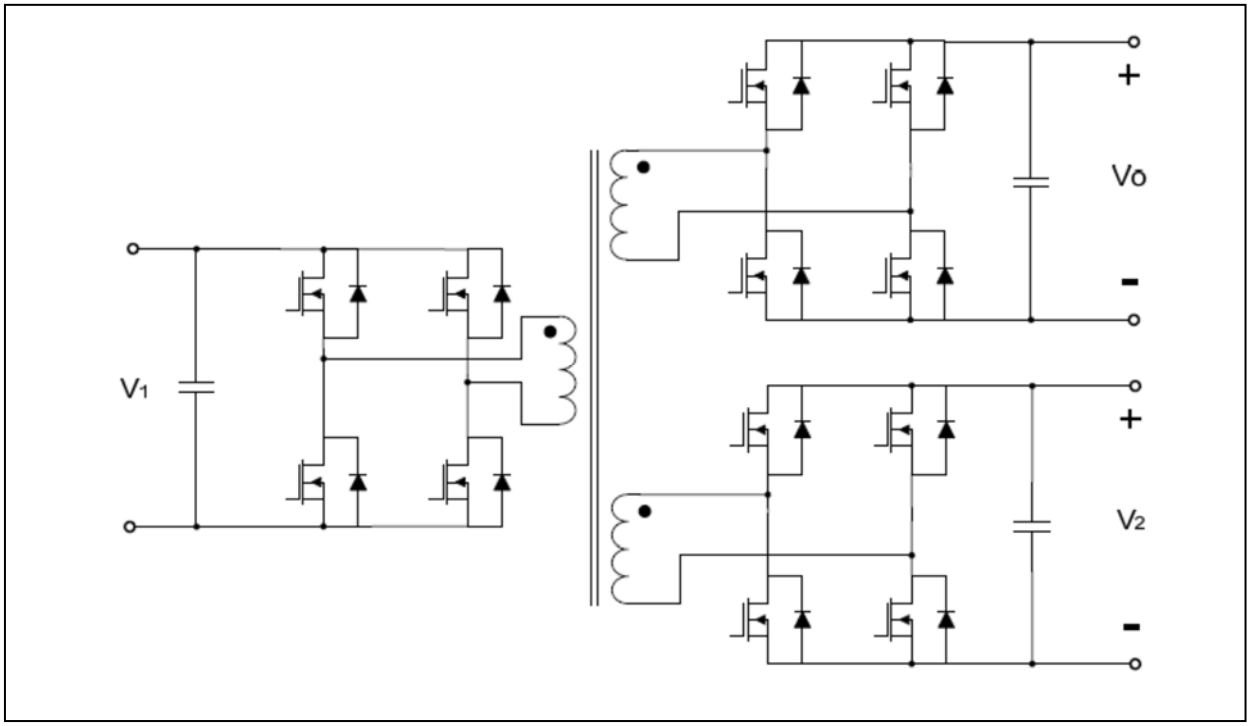


Fig.III.10: convertisseur DC / DC à pont complet à trois ports

III.3.2. Convertisseur DC / DC à demi-pont à trois ports

Comme le montre la (Fig.III. 11), une version en demi-pont de ce convertisseur multiport a été proposée pour un système de génération de pile à combustible et de super condensateur. La topologie comprend une haute fréquence Transformateur à trois enroulements et trois cellules demi-pont, dont l'un est un demi-pont d'assistance.

Le convertisseur est commandé par le déphasage, qui réalise le flux de puissance primaire, En combinaison avec la modulation de largeur d'impulsion (PWM). Avec le contrôle PWM il est Possible de réduire la perte de puissance et d'étendre la plage de fonctionnement de la commutation à zéro Toute la région de déphasage.

Un système de régulation basé sur plusieurs régulateurs PI gère la puissance Régulation de la sortie et ajuste le rapport cyclique en fonction de la tension Port. Par rapport à la topologie à pont intégral, elle applique une demi-tension d'entrée au transformateur Et adopte moins de commutateurs pour traiter la puissance. Par conséquent, le réseau multipoints à demi-pont Topologie est plus adapté pour les applications de faible à moyenne puissance. **[27]**

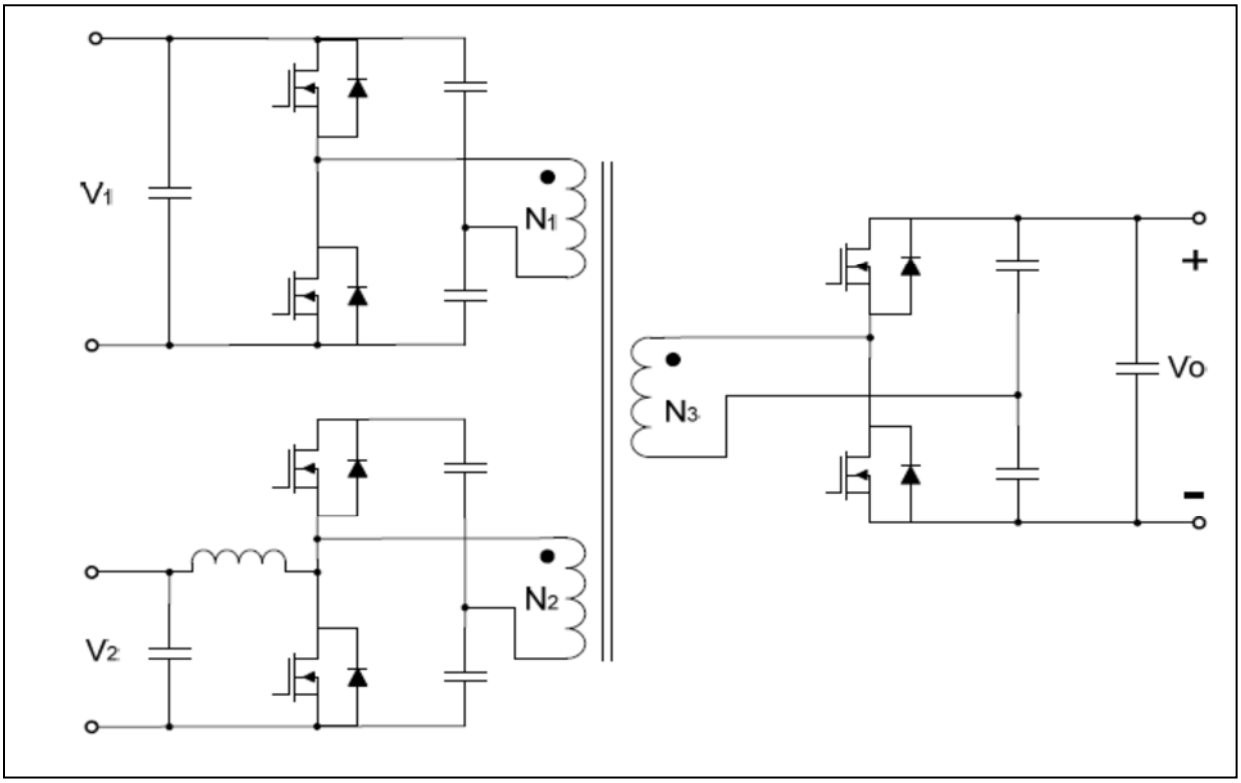


Fig. III.11. Convertisseur DC / DC à demi-pont à trois ports

III.3.3. Convertisseur bidirectionnel triphasé DC / DC à demi-pon

Comme le montre la (Fig.III. 12), une topologie similaire a été utilisée pour interfacer l'énergie hybride Stockage comme la batterie et ultra-condensateur pour atteindre une performance globale élevée. Il peut interagir Entrée de source de courant, et peut obtenir ZVS pour les six commutateurs principaux par la commande de déphasage.

Cet article traite également de l'opération de topologie de puissance et des aspects de l'analyse des caractéristiques et la stratégie de contrôle. **[28]**

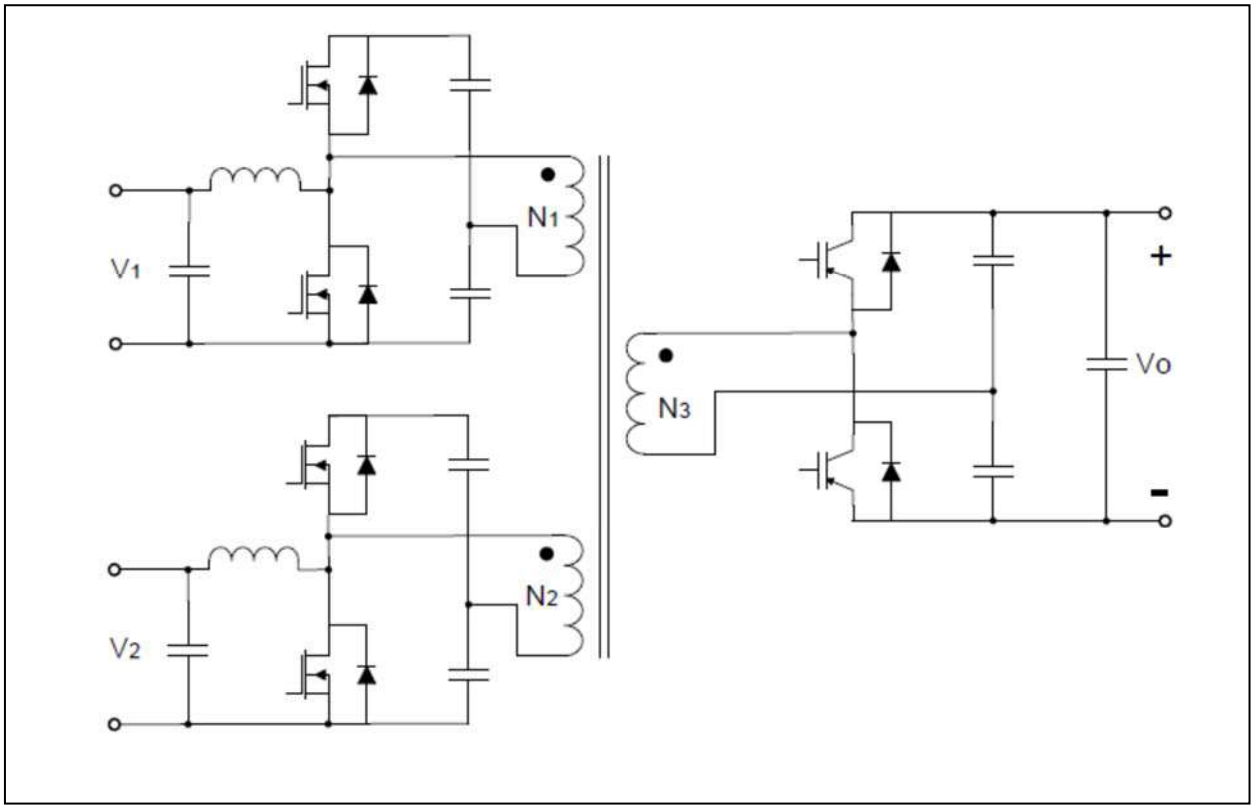


Fig.III.12: convertisseur bidirectionnel triphasé DC / DC à demi-pon

III.3.4. Convertisseur DC / DC biprocesseur à demi-pont, demi-pont réduit

Les topologies susmentionnées adoptent un transformateur à enroulements multiples pour coupler une puissance différente Ports. Par conséquent, tous les ports sont complètement isolés les uns des autres. Cependant, certaines applications ne Exiger que tous les ports soient entièrement isolés et que la part de certains Et moins d'enroulements de transformateur. Comme le montre la (Fig.III.13), une topologie dans **[29]** est destinée à Futurs véhicules hybrides et à pile à combustible qui peuvent avoir trois filets de tension: 14V, 42V et haut Tension (> 200V).

Un convertisseur DC-DC à commutation souple utilisant quatre commutateurs a été proposé Pour interconnecter ces trois filets. Sa gestion du flux de puissance est basée sur un ratio d'utilisation combiné Et de la commande de déphasage, mais la plage de commutation de commutation est limitée lorsque la phase se déplace entre deux Très différents niveaux de tension pour avoir une grande oscillation actuelle.

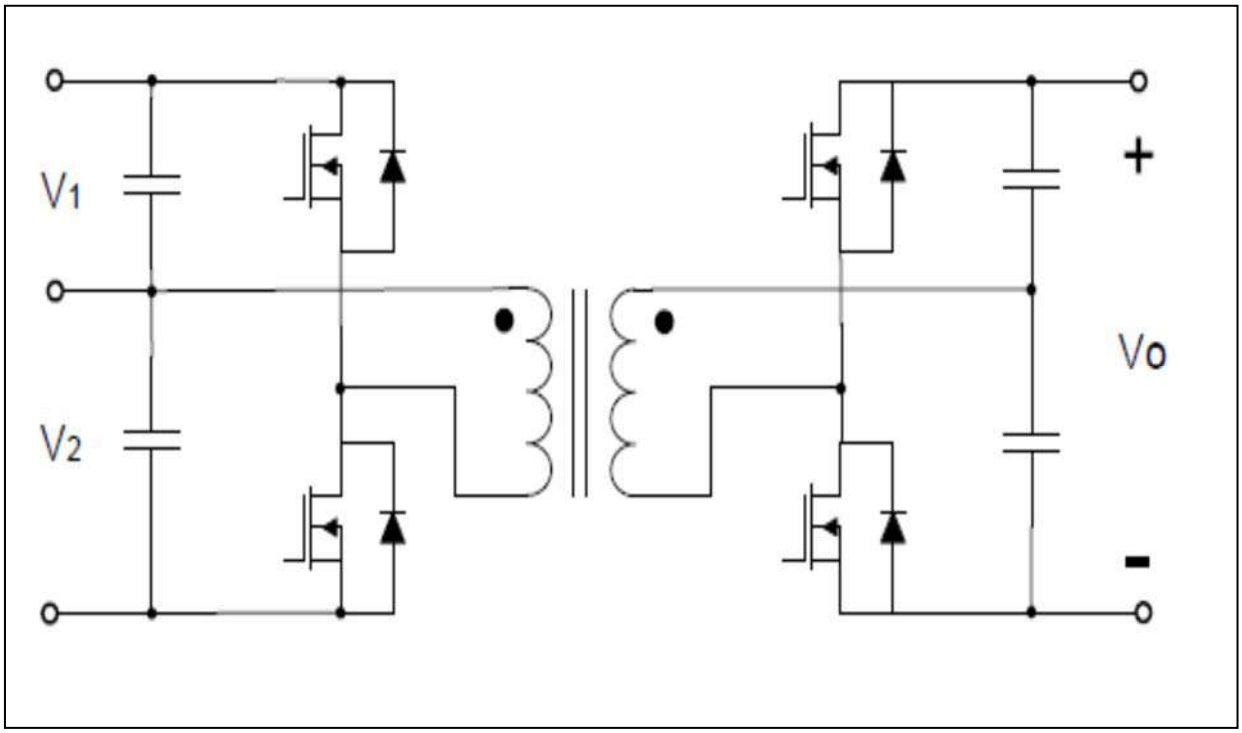


Fig.III.13: Convertisseur DC / DC biprocesseur à demi-pont, demi-pont réduit

III.3.5.Commande d'un convertisseur DC/DC mono entrée deux sorties (circuit proposé)

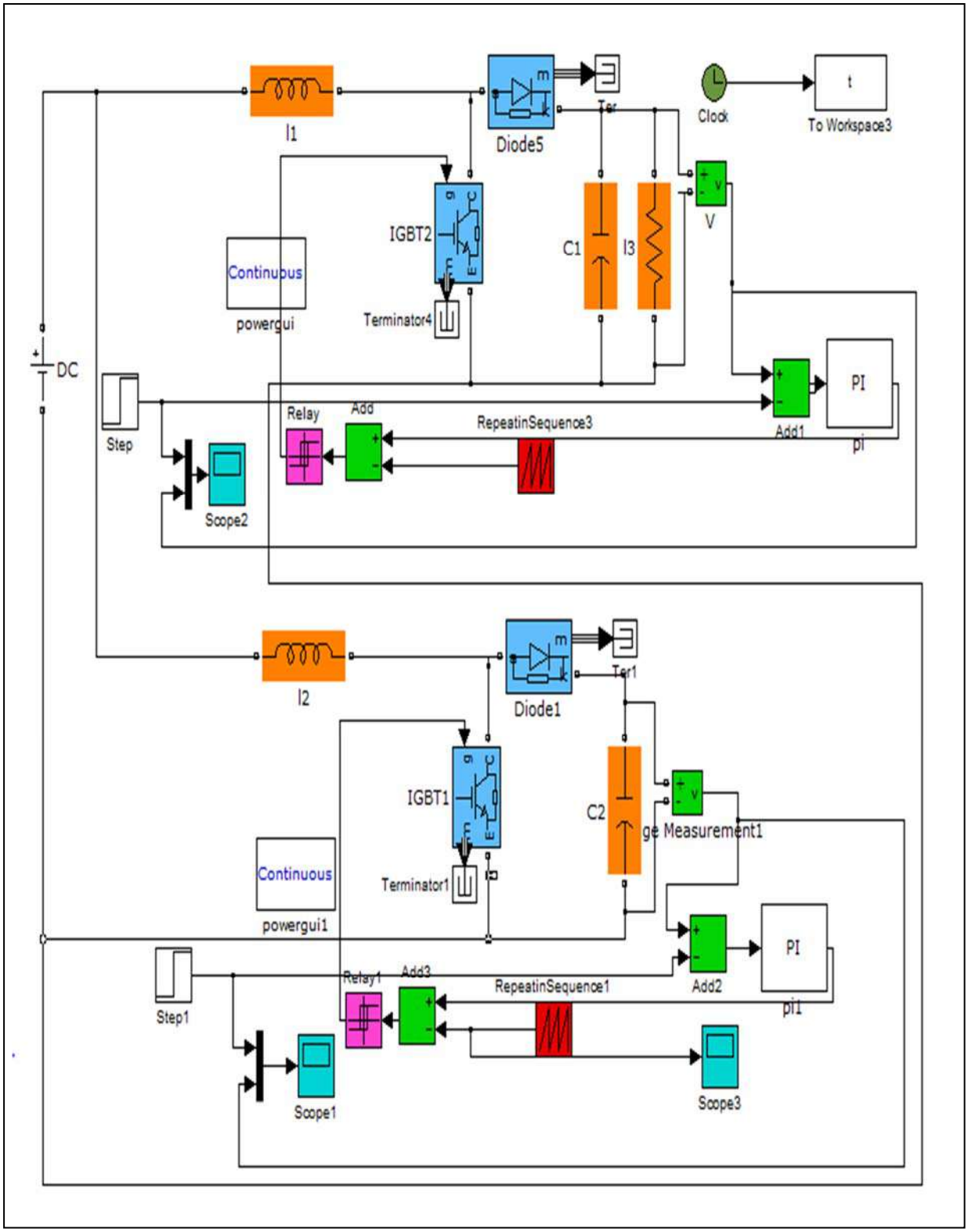


Fig. III.14. Convertisseur DC/DC mono entrée deux sortie sous matlab Simulink

III.3.6.Résultat de la simulation à deux étages

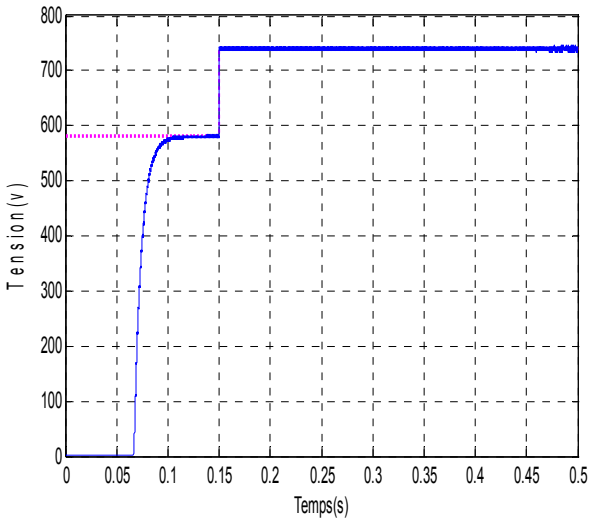


Fig.III.15.tension de sortie étage 1

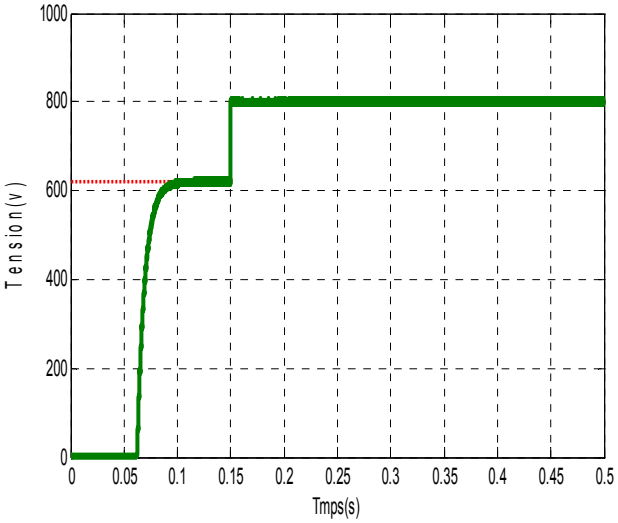


Fig.III.16.tension de sortie étage 2

On remarque que la tension de sortie de les deux étage et suivie la référence ce qui lui a donné

Même que nous varions la référence il reste suivi

III.3.7.Convertisseur DC/DC à trois entrées deux sorties (circuit proposé)

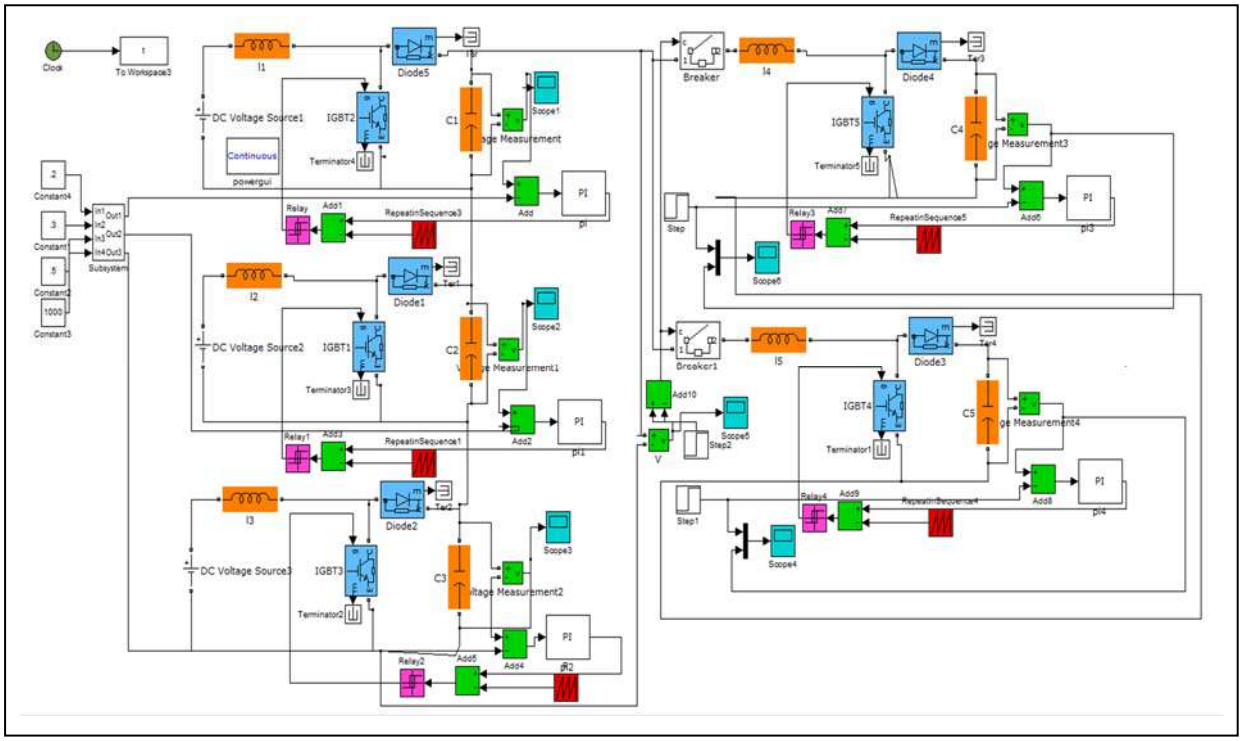


Fig.III.17.convertisseur DC/DC trois entrée deux sorties sous matlab Simulink

III.3.8.Résultat de la simulation

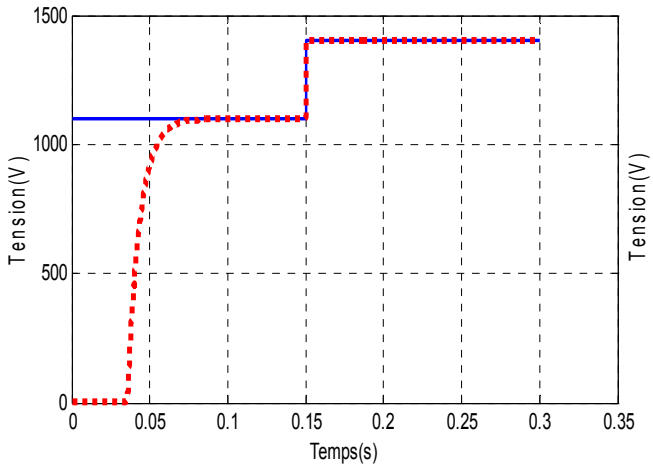


Fig. III.18.tension de sortie 1

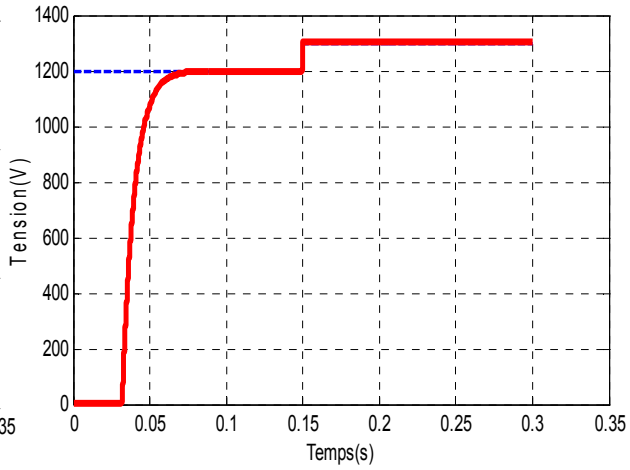


Fig.III.19.tension de sortie2

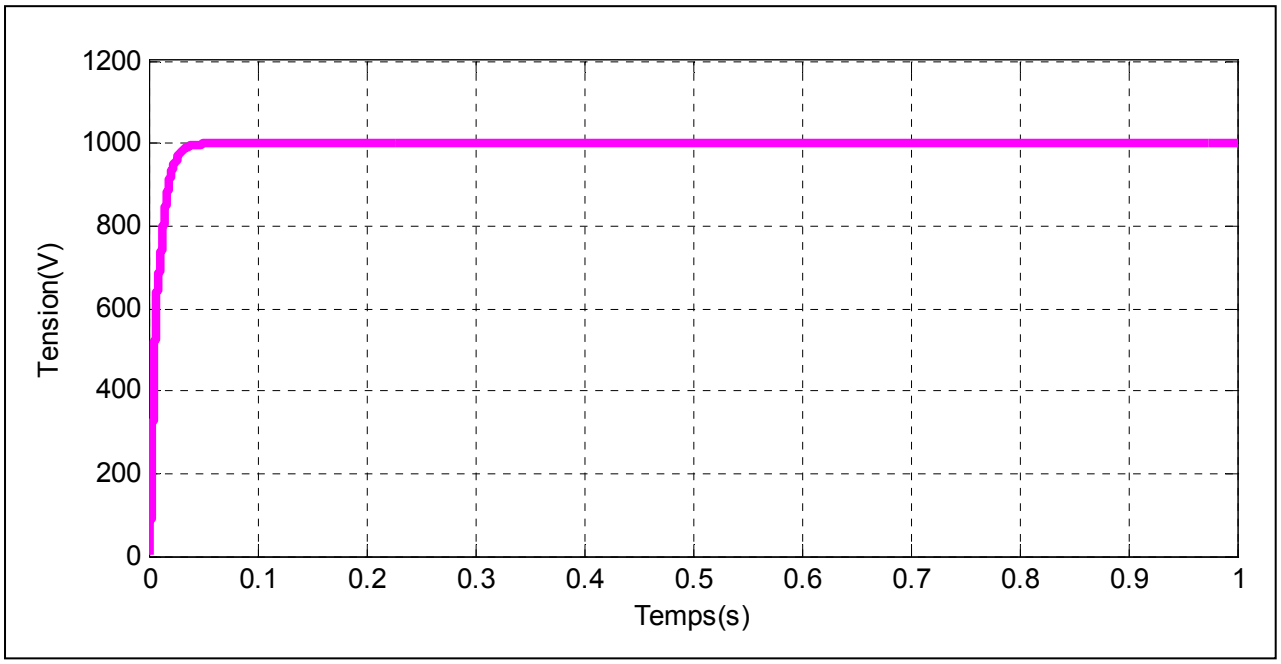


Fig.III.20.tensions d'entrée

On remarque que la tension de deux sortie et supérieur à la tension d'entrée de se convertisseur

La tension de deux sortie est suivie la référence qui me donne même que nous varions la référence il reste suivie

III.4.Conclusion

En résumé, ces topologies multi-ports peuvent être classées en deux catégories: non isolées topologies et topologies isolées.

Les convertisseurs multi-ports non isolés Prendre la forme de Buck, Boost, Buck-boost, ect, avec une conception compacte et haute densité de puissance;

Les convertisseurs multi-ports isolés utilisant des topologies de pont ont les avantages de la tension flexible niveaux élevés et une efficacité élevée puisque les techniques de transformateur haute fréquence et d'utilise. de plus, l'isolation peut être nécessaire pour certaines applications critiques.

Conclusion générale

Conclusion générale

A travers ce travail, on a pu donner une bonne approche sur l'utilisation de l'un des convertisseurs de puissance, il s'agit bien de l'hacheur boost (élévateur), on a donné une idée sur cette alimentation a découpage et son domaine d'utilisation pour réalise une alimentions indépendante de notre réseau à travers des batteries d'accumulations (12V par exemple).
Pour ce travail on avait pour but d'alimenter une charge avec l'utilisation d'un nombre réduit de batteries de 12V, on a vu qu'ont jouant sur le rapport cyclique α de l'élément en commutation de l'hacheur boost (Mosfet par exemple) on peut bien réduire se nombre de batteries.

Ona illustré des différents topologies de se hacheur boost ainsi que leur modélisations et leur avantages l'un par rapport à l'autre, et on a choisi la topologies qui mit deux boost en parallèle comme un convertisseur DC/DC qui se reliait a l'onduleur grâce à sa capacité à réduire (devisée) le courant d'entrée qui traverse son inductance ainsi que son rendement (80%). Les résultats de simulations ont confirmé notre choix.
A la fin nous présenterons le ceour de cette thèse à savoir les convertisseurs DC/DC a plusieurs entrées, plusieurs sorties, nous avons présenté les déférents types de ces hacheurs et on va commander et donner les résultats de chaque convertisseur.

Aujourd'hui avec l'utilisation des énergies renouvelables qui connaît une croissance significative dans le monde, et devant la demande croissante d'énergie électrique essentiellement pour les besoins des régions éloignées, désertes et montagneuses; les systèmes photovoltaïques, en particulier les systèmes de pompage d'eau, commencent a trouvé des grandes applications. L'énergie solaire est largement utilisée pour l'alimentation des régions isolées ou désertes (éclairage, charge des batteries, pompages, etc.…). Le grand avantage est que cette source est inépuisable, elle offre une grande sécurité d'utilisation et elle est propre.
Pour qu'un générateur photovoltaïque fonctionne dans les conditions optimales, il doit être doté d'un quadripôle d'adaptation, Ce quadripôle peut être un convertisseur DC/DC survolteur ou dévolteur selon les applications.

Donc l'utilisation de ce convertisseur (hacheur boost) va être très répondue dans ce sens, reste à dire que des études se pour suivent pour continuer à améliorer le rendement de conversion ainsi que l'amélioration du driver de commande du MOSFET devrait apporter rapidement une baisse des pertes en commutation.

Référence et biobibliographie

Références bibliographiques

[1] L. Protin, «Convertisseurs photovoltaïques», Technique de l'ingénieur, traité génie Électrique 2001.

[2] P. Vas, «Modélisation numérique des moteurs BLDCM et hybride destinés à des Systèmes solaires de pompage d'eau», thèse magister, université Batna, 2005.

[3] Meddah Mohamed, «synthèse des convertisseurs statique DC/DC/AC pour les systèmes photovoltaïques : étude et simulation»

[4] Soltane Belakehal, «Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédié aux énergies Renouvelables», thèse doctorat, université de Constantine, 2010.

[5] Meddah Mohamed, «synthèse des convertisseurs statique DC/DC/AC pour les systèmes photovoltaïques : étude et simulation»

[6] P. Vas, «Modélisation numérique des moteurs BLDCM et hybride destinés à des Systèmes solaires de pompage d'eau», thèse magister, université Batna, 2005.

[7] P. Toussaint" De la quasi-résonance introduite dans les convertisseurs DC-DC de moyen puissance. Application à l'absorption sinusoïdale" Thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1994

[8] R. Zane, D. Maksimovic, "Nonlinear carrier control for high-power-factor rectifiers Based on Flyback, Cuk or Sepic converters", Conf. Rec. IEEE-APEC'96, March 3 - 7, San Jose-Califomia-USA, pp.: 814-820

[9] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, F.S. dos Reis, J. Uceda, "Design criteria for Sepic and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode", Conf. Rec. IEEE-IECON'92, Nov. 9-13, San-Diego-California-USA, pp.: 283-288

[10] R. Zane, D. Maksimovic, "Nonlinear carrier control for high-power-factor rectifiers Based on Flyback, Cuk or Sepic converters", Conf. Rec. IEEE-APEC'96, March 3 - 7, San Jose-Califomia-USA, pp.: 814-820

[11] B. lin, Y. Lee, "Power-factor correction using cuk converters in discontinuous capacitor Voltage mode operation", IEEE Trans. On Indus. Electronics, vol. 44, n05, Oct. 1997, pp. : 648-653

[12] Marian k. Kazimierczuk:“Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters”.

Wright State University; Dayton, Ohio, USA This edition first published 2008/2008 John Wiley & Sons, Ltd

[13] Marian k. Kazimierczuk:“Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters”.Wright State University; Dayton, Ohio, USA This edition first published 2008/2008 John Wiley & Sons, Ltd

[14] Thierry LEQUEU **: “**Cours d’Electronique De Puissance**”**. Mars 2005

[15] Huang Bin **: “**Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevée pour application pile à combustible**”.** Thèse de doctorat, le 14 mai 2009.

[16] J. R. Pinheiro, D. L. R. Vidor, H. A. Grundling: **“**Dual Output Three-Level Boost Power Factor Correction Converter With Unbalanced Loads**”** 27th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’96, Baveno, Italy Jun 23-27 1996, Vol. 2, pages 733-739.

[17] Yonghan Kang: **“**Design and Implementation of High Efficiency, High Power Density Front-end Converter for High Voltage Capacitor Charger**”.** Master of Science in Electrical Engineering; April 15, 2005.

[18] J. Vassallo, J. C. Clare, P. W. Wheeler: **“**A Multilevel Power Conversion Scheme for Non-Isolated DC Sources**”.** 35th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’04, Aachen, Germany, 20-25 Jun 2004, Vol. 5, pages 3534-3540.

[19] Chaoui A. Krim F. Gaubert J.P. Rambault L.: DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement, Elsevier, Electrical Power and Energy System Vol30, pp.476-485

[20] Chennai S. Benchouia M-T. Goléa A. Zouzou S.E. : Fuzzy logic current controller for shunt active filter tocompensate harmonic currents based on ANN DC voltage regulator, International conference on electrical engineering, electronics and automatics’2010, Bejaia, Algeria, 2-3 November 2010

[21] B. G. Dobbs, and P. L. Chapman, “A Multiple-Input DC-DC Converter Topology, ” in IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, pp. 6-9, March 2003.

[22] N. D. Benavides, and P. L. Chapman, “Power Budgeting of a Multiple-Input Buck-Boost Converter, ” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 20, pp. 1303-1309, November 2005.

[23] H. Matsuo, W. Lin, F. Kurokawa, T. Shigemizu, and N. Watanabe, “Characteristic of the Multiple-Input DC-DC Converter,” IEEE Trans. Industrial Electronics, 2004, vol. 51, pp. 625 - 631.

[24] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and F. Y. Wu, “Multi-input DC/DC Converter Based On the Multiwinding Transformer for Renewable Energy Applications, ” IEEE Trans. Industrial Applications, vol. 38, pp. 1096 - 1104, August 2002.

[25] C. Zhao, S.D. Round and J.W. Kolar, “An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter with Decoupled Power Flow Management,” IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 21, pp. 2443 - 2453, September 2008.

[26] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, “Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC–DC Converter With Wide Input Range, ” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 23, pp.771 - 781, March 2008.

[27] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M.A.M Hendrix, “Multi-Input Bidirectional DC-DC Converter Combining DC-link and Magnetic-coupling for Fuel Cell Systems,” in Proc. IEEE Industry Applications Conf., 2005, pp. 2021- 2028.

[28] D. Liu, H. Li, “A ZVS Bi-Directional DC-DC Converter for Multiple Energy Storage Elements,” IEEE Trans. Power Electronics, vol. 21, pp. 1513 - 1517, September 2006.

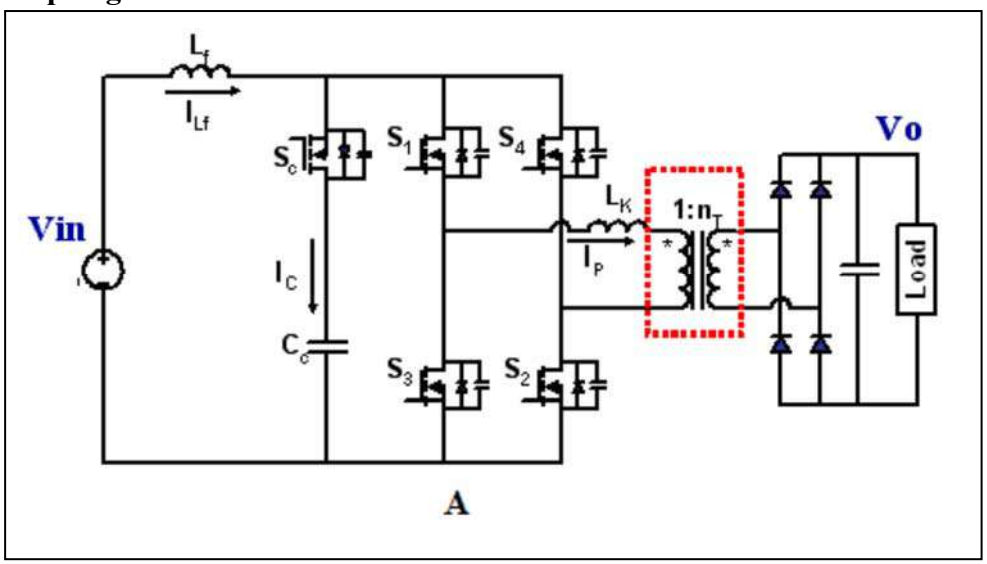
[29] Gui-jia Su, and F.Z. Peng, “A Low Cost, Triple-Voltage Bus DC-DC Converter for Automotive Applications,” in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., 2005, pp.1015 – 1021

Annexes

Annexes

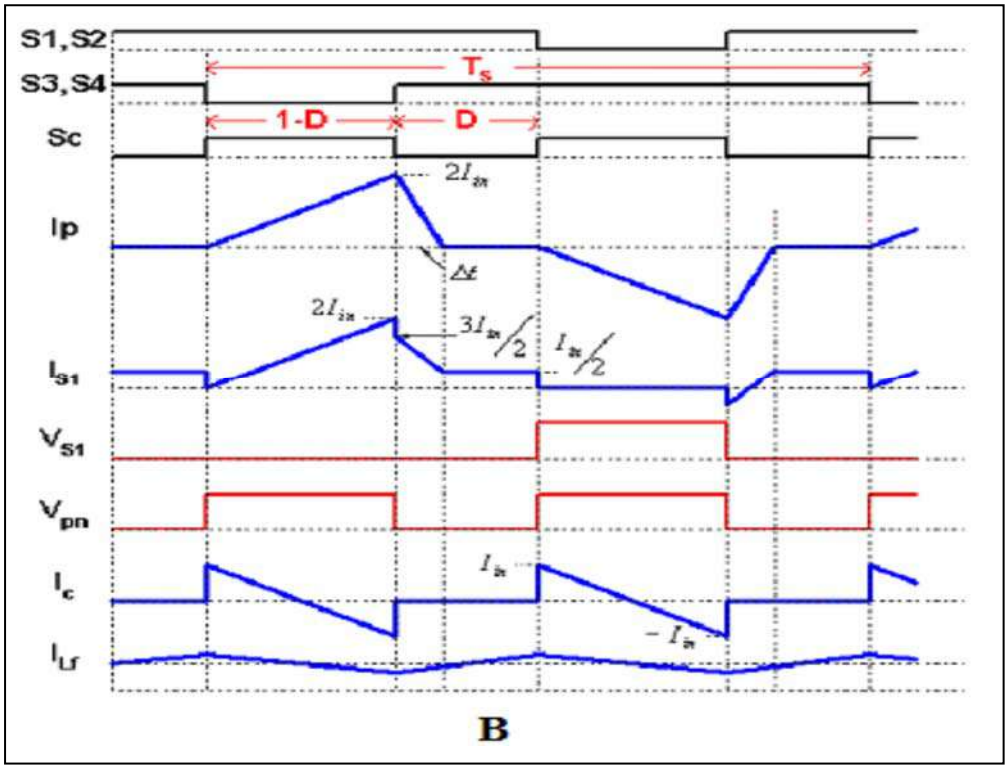
Les formes de tensions et de courant des différents composants des différents topologies de boost :

I. les topologies du boost isolée :



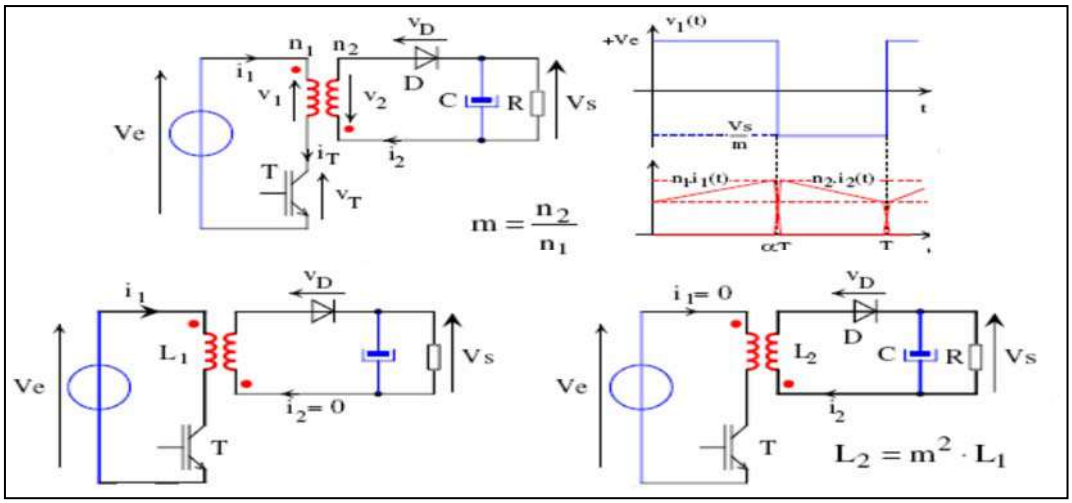
(A) la topologie de active clamp full bridge

Active clamp full bridge boost converter



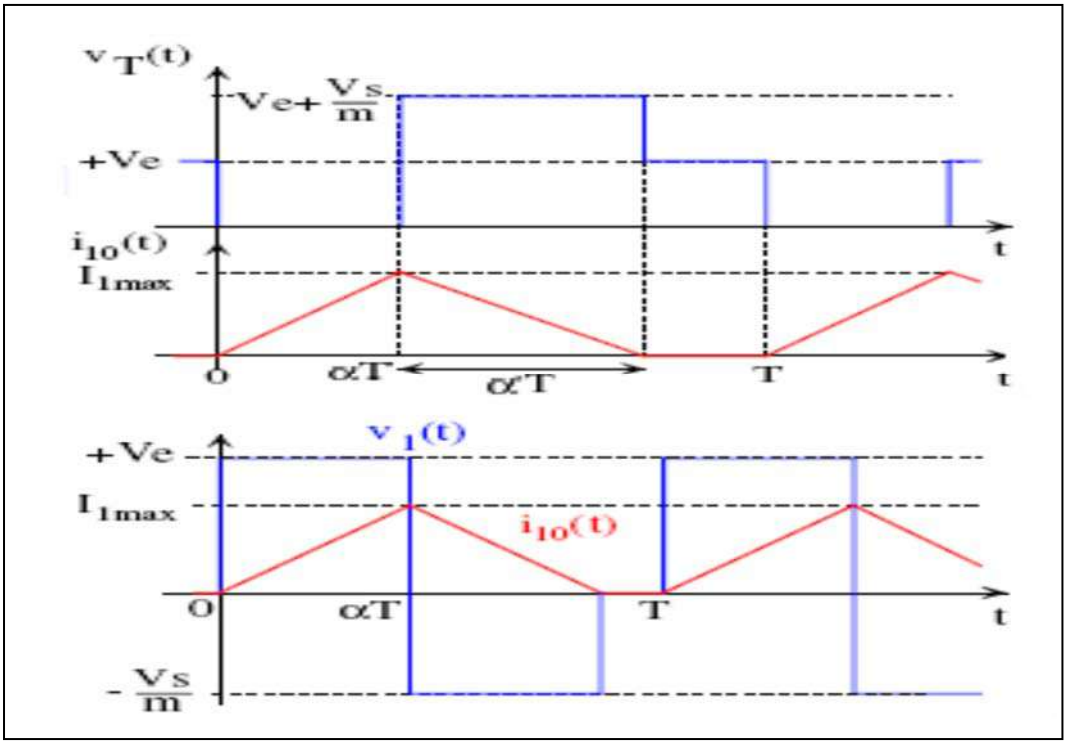
(B) Les formes d'onde correspondantes

2. FLYBACK:

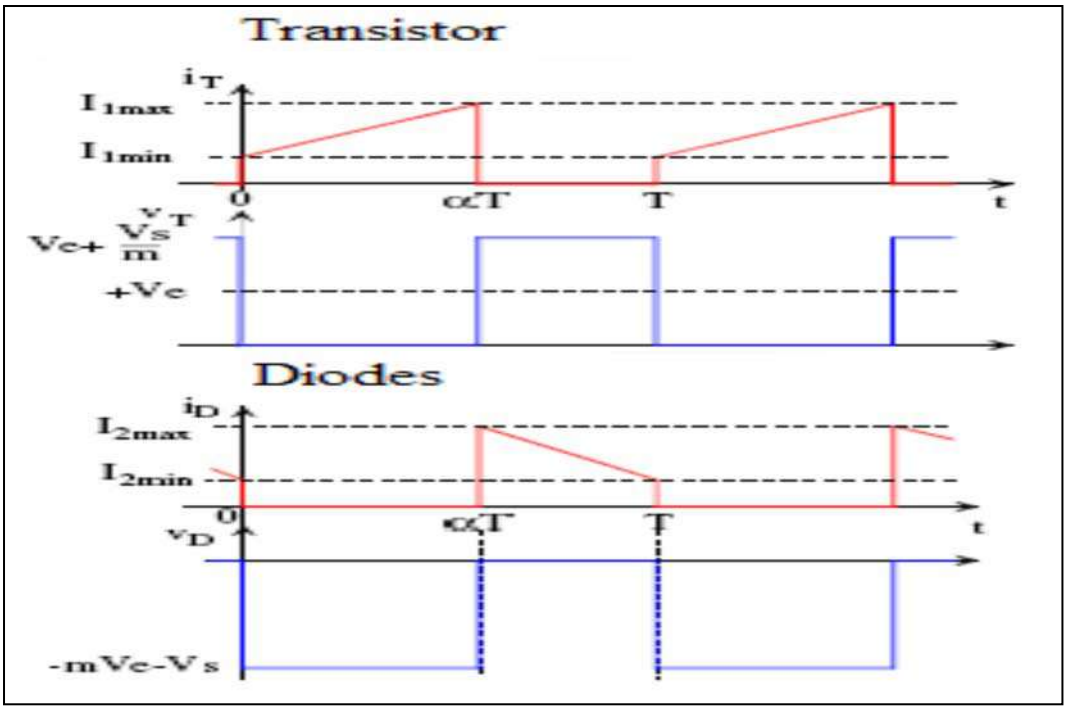


Principe de Fonctionnement

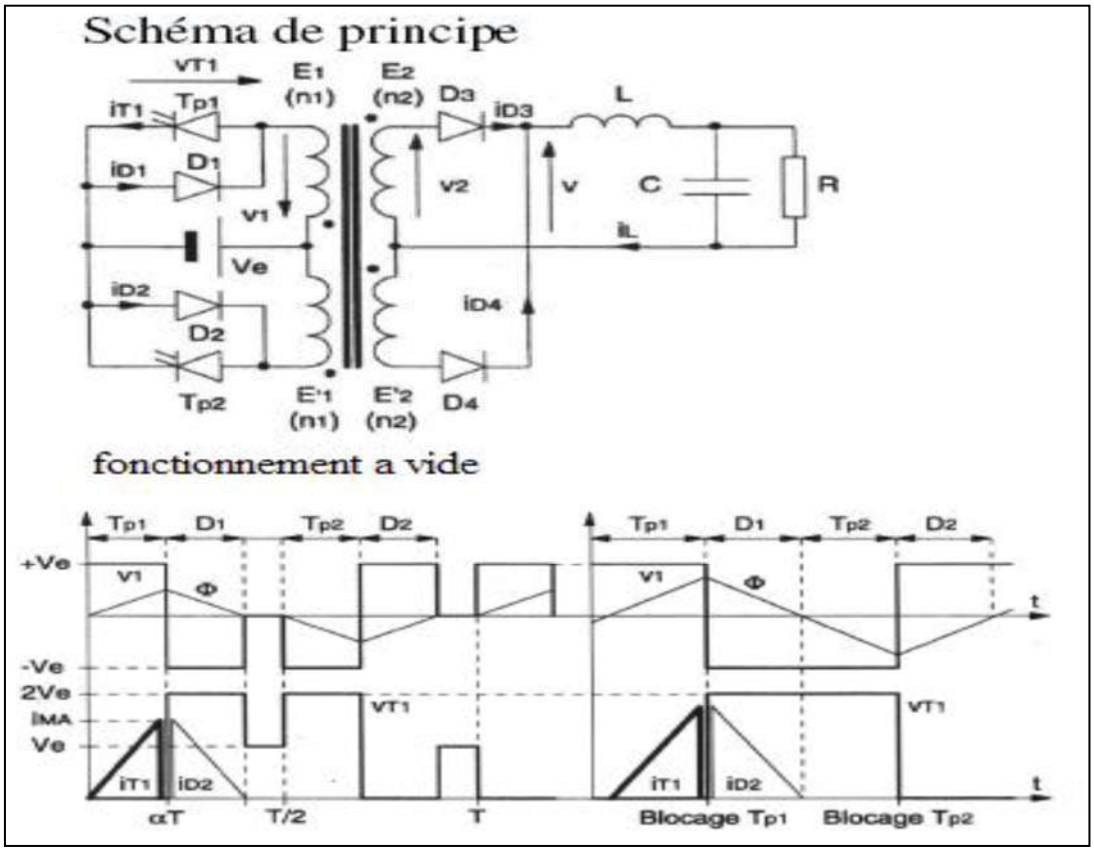
FLYBACK – Discontinu:



FLYBACK – Interrupteurs:

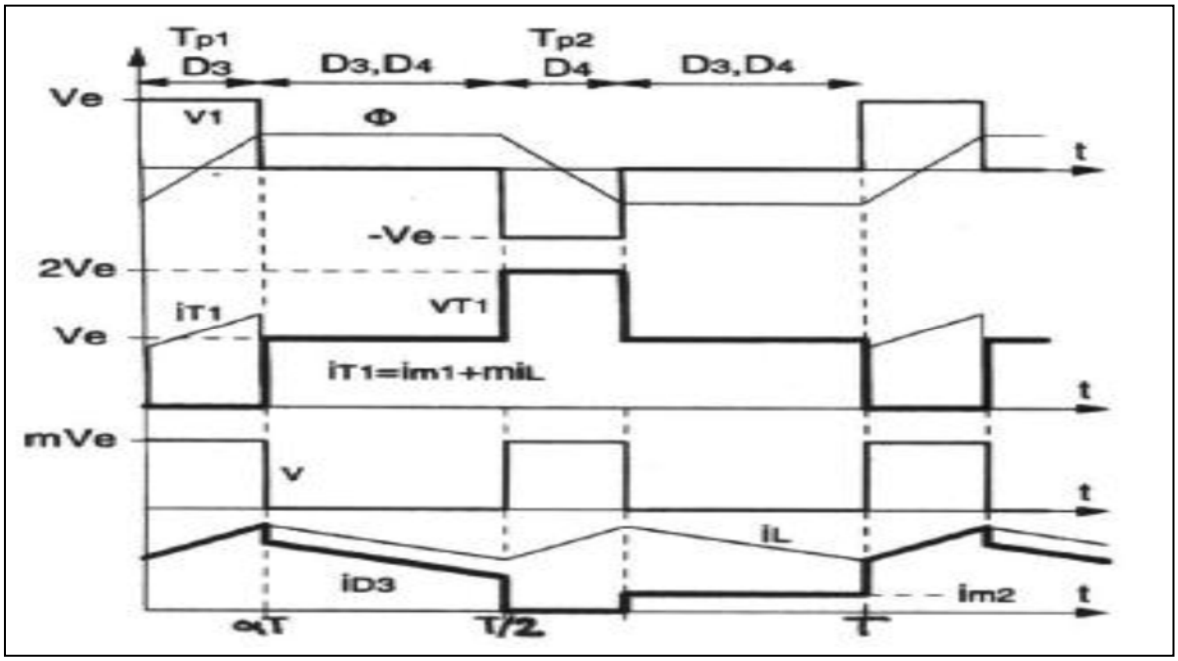


3. Montage PUSH-PULL



Les formes d'onde correspondantes

Montage PUSH-PULL en charge

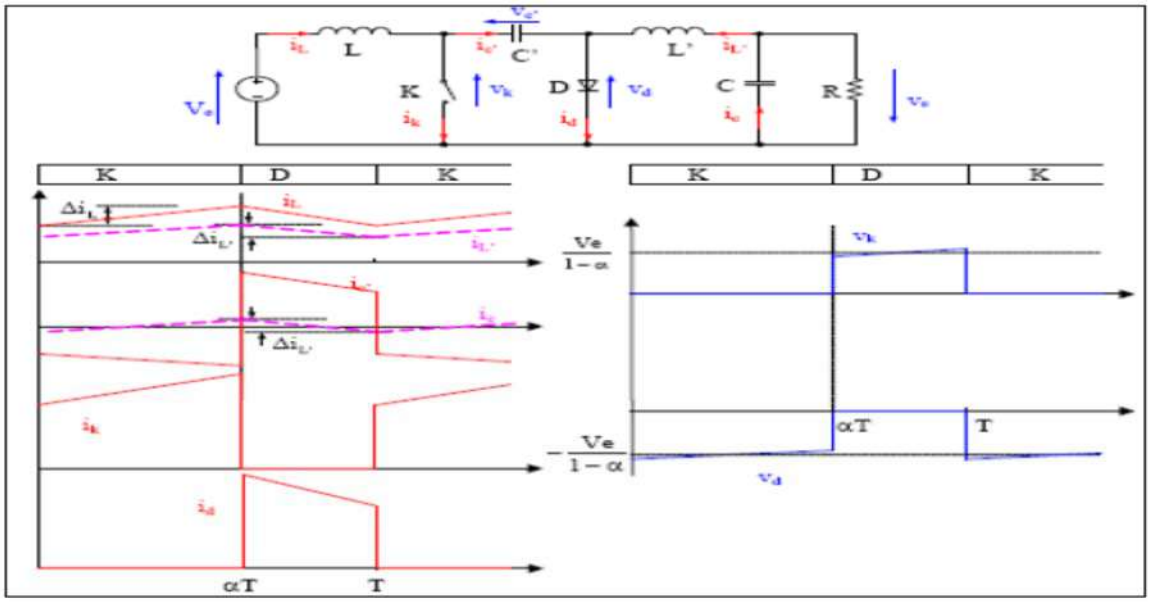


Les formes d'onde correspondantes

II.les topologies non isolé :

1. Convertisseur Cuk

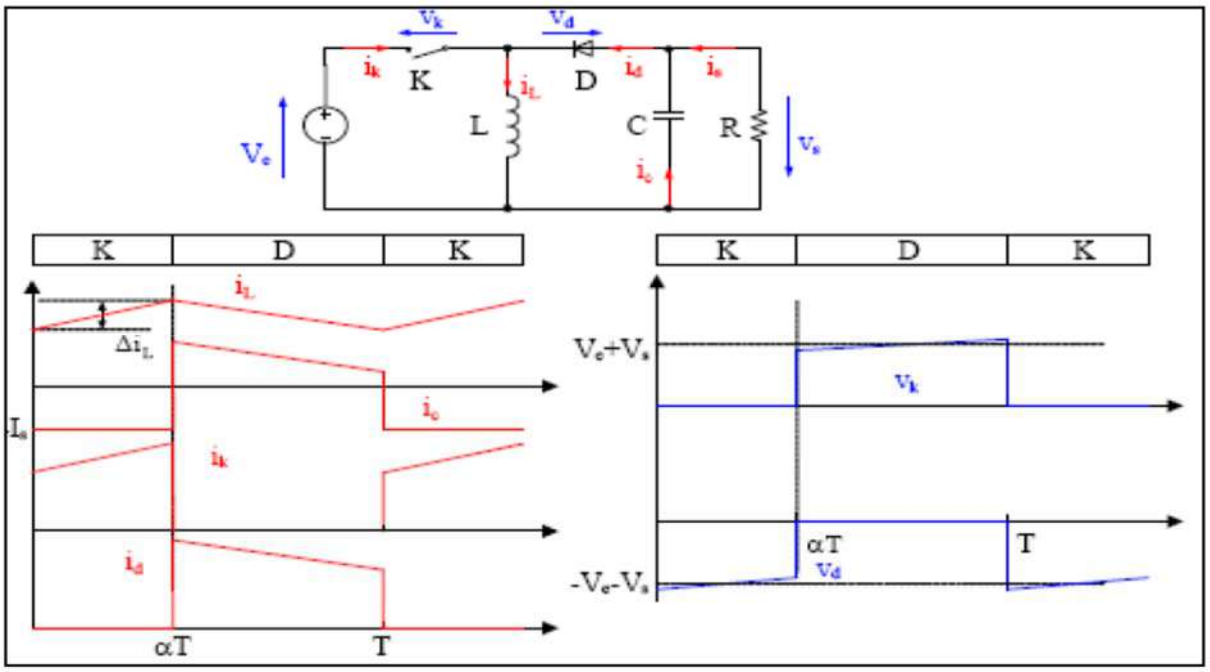
En mode de conduction continue, les formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur Cuk sont présentées dans la figure suivante :



Formes d'ondes du convertisseur Cuk (courants à gauche, tension à droite).

2. Convertisseur Buck-Boost

En conduction continue, les formes d'ondes de courant et de tension de ce convertisseur sont présentées dans la figure suivante :

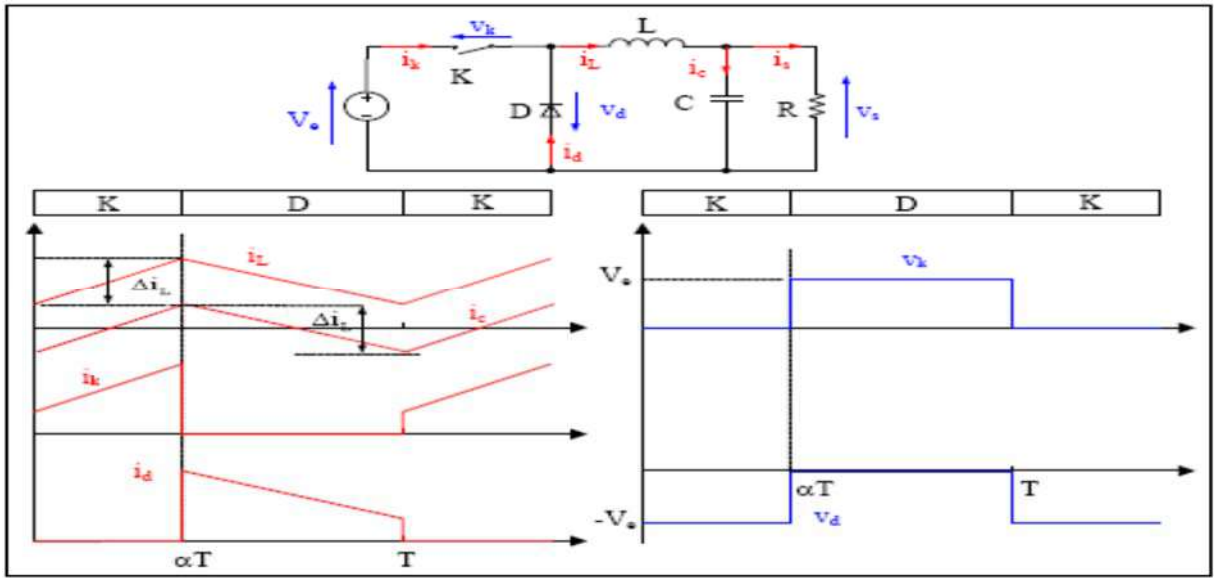


Formes d'ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche, tension à droite).

3. Convertisseur Buck :

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure suivante :

Formes



Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).